

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Hochschule Hannover

W. H. SCHÖNFELD
und H. GILLMANN

Grundlagen für die Speicherung von Radarbildern auf Magnetband

DK 621.396.963:681.84.083.8

Mit dem zunehmenden Einsatz von Radargeräten zur zentralen Überwachung und Leitung des Verkehrs in Luft- und Seeschifffahrt begegnet die Speicherung von Radar-Bildsignalen wachsendem Interesse. Diese Speicherung soll, wie das an vielen Stellen für das gesprochene Wort bereits geschieht, der Dokumentation dienen. Nach Verstreichen einer gewissen Sicherheitszeit ist die Aufnahme dann uninteressant geworden und kann wieder gelöscht werden [8].

Im folgenden sollen, anknüpfend an die bereits anlässlich der Funkortungstagung in Hamburg im Oktober 1956 vorgetragenen Angaben [1], die Anforderungen an ein solches Speichersystem, das als Speicher ein Magnetband benutzt, diskutiert und anschließend einige Versuchsergebnisse mitgeteilt werden, die mit einer für Impulsaufzeichnungen geeigneten Anlage erhalten wurden.

1. Video-Kanal

1.1 Erforderliche Bandbreite

Es ist natürlich unmöglich, die volle Video-Bandbreite des Radar-Bildsignals von 5...10 MHz auf Magnetband zu speichern, wenn man nicht zu extrem hohen Bandgeschwindigkeiten übergehen will. Unter

Ausnutzung der Totzeit $t_{\text{tot}} = \frac{1}{f_{\text{imp}}} - \frac{c}{2 \cdot l_{\text{Bereich}}}$, die je nach

Entfernungsbereich 50 bis 98% ist, läßt sich die Bandbreite des Signals jedoch erheblich reduzieren. Das hierfür angewendete Verfahren der elektronischen Zwischenspeicherung ist bekannt [2—4]. Durch dieses Verfahren wird unabhängig vom eingestellten Entfernungsbereich der auf dem Bildschirm erscheinende Bildausschnitt immer unter voller Zeitausnutzung übertragen.

Da für Dokumentationszwecke das gespeicherte Bild die Qualität des Originalbildes aufweisen muß, lassen sich aus diesem Bild die Anforderungen an das Speichersystem errechnen.

Die halbe Zahl der maximal zu übertragenden Bildpunkte pro Sekunde ergibt die obere Grenzfrequenz des frequenzbandkomprimierten Signals. Die Zahl der auf einem Radius unterscheidbaren Bildpunkte ist begrenzt durch die Schärfe der Fokussierung der Bildröhre. Das gilt für die größeren Entfernungsbereiche, in den Nahbereichen wird die Sendeimpulsdauer größer als eine Bildpunktdauer und gibt damit eine geringere Auflösung. Man kann heute bei guten Röhren mit einer Fokussierschärfe von etwa 400 Bildpunkten pro Radius rechnen, so daß je 200 weiße und schwarze abwechselnd geschriebene Punkte noch unterschieden werden können.

Die Azimutalauflösung des Bildes ist begrenzt durch die Horizontalbündelung der Antenne, die bei großen Antennen im X-Band etwa

0,5° beträgt. Es müssen also je Umlauf der Antenne mindestens 720 Radian geschrieben werden, das sind bei 2,5 s Umlaufdauer 300 Radian/s. Die Impulsfrequenz von Radargeräten beträgt aber 1000 bis 2000 Hz, so daß jedes Ziel von mehreren Sendeimpulsen Echos erzeugt. Deshalb kann wegen der Helligkeitsintegration durch das Auge ein Ziel auf dem Schirm noch erkannt werden, das sich sonst aus dem Rauschen nicht heraushöbe. Diese Integration wird nun von dem elektronischen Zwischenspeicher übernommen, so daß 300 Radian/s zur einwandfreien Bilddarstellung ausreichen. Da aber auch der Speicherkanal selbst wieder ein Störsignal erzeugt, sollte man bei der Wiedergabe des gespeicherten Bildes auf die Integrationswirkung nicht ganz verzichten und etwa 500 Hz als Radialablenkfrequenz wählen.

Aus diesen Zahlen ergibt sich die für die Übertragung und Speicherung erforderliche Bandbreite zu

$$\frac{400 \text{ Bildpunkte} \times 500 \text{ Radian}}{2} = 100 \text{ kHz}$$

Die geringere Wiederholungsfrequenz der Radialablenkung führt zu einer Speichenbildung im Bild, die den Bildeindruck sehr stört. Diese Bildstruktur kann durch Anwendung der in der Fernsehtechnik zum Erzeugen zeilenstrukturfreier Bilder benutzten Zeilenwobbelung [3, 5] vermieden werden.

1.2 Erforderlicher Störabstand

Wenn in den größeren Entfernungsbereichen die Bildschärfe nicht mehr durch die Sendeimpulsdauer, sondern durch die Fokussierung bestimmt ist, ist die Unterscheidung größerer und kleinerer Ziele nur noch durch die Helligkeit des Punktes auf dem Schirm möglich. Legt man auf diese Unterscheidbarkeit Wert, so müssen Helligkeitsstufungen übertragen und gespeichert werden können, was wiederum einen gewissen Mindeststörabstand erfordert. Nach bisherigen Erfahrungen reichen 15...20 dB Abstand zwischen dem größten Nutzsignal und dem Störsignal aus.

Noch wichtiger für die Festlegung des erforderlichen Störabstandes ist die Tatsache, daß die Stärke der empfangenen, reflektierten Impulse sehr stark mit der Entfernung abnimmt. Um den dadurch entstehenden sehr hohen Dynamikumfang des Empfangssignals herabzusetzen, wird zwar bereits im Empfänger eine entfernungsabhängige Regelung vorgenommen. Trotzdem kann die verbleibende Dynamik noch recht hoch sein, da das Auge bei der Betrachtung des Bildschirms noch einen großen Kontrastumfang verarbeiten kann (je nach Umfeldhelligkeit 30...60 dB).

Wenn der Störabstand des Speicherkanals zu klein ist, kann es deshalb vorkommen, daß die Signale in der Bildmitte bereits den Speicherkanal übersteuern, während am Bildrand schwache Ziele noch im Störsignal untergehen. Will man keinen sehr präzisen Ausgleich der Entfernungsabhängigkeit der Signalspannung vornehmen, so wird man also wegen dieser Tatsache zusätzlichen Störabstand im Speicherkanal zur Verfügung stellen müssen. Umgekehrt wird man um so geringere Anforderungen an den Ausgleich stellen können, je größer der Störabstand des Speicherkanals ist.

Mit welcher Genauigkeit der Ausgleich möglich ist, darüber liegen noch keine Erfahrungen vor, da für diese Versuche nicht das von einem Radargerät erzeugte Originalsignal verwendet, sondern ein Radarbild mit einem Diapositivgeber unter gleichzeitiger Frequenzbandkompression abgetastet wurde.

2. Synchronisierung

2.1 Synchronsignal

Es liegt nahe, die Synchronisierung der Radialablenkung mit den in der Fernsehtechnik üblichen Mitteln vorzunehmen, also einen Synchronimpuls in das Videosignal einzutasten. Die Austastzeit beträgt 10% der Radiusdauer, Video- und Synchronamplitude verhalten sich wie 2 : 1 (Bild 1). Durch dieses Verfahren wird ein zusätzlicher Kanal

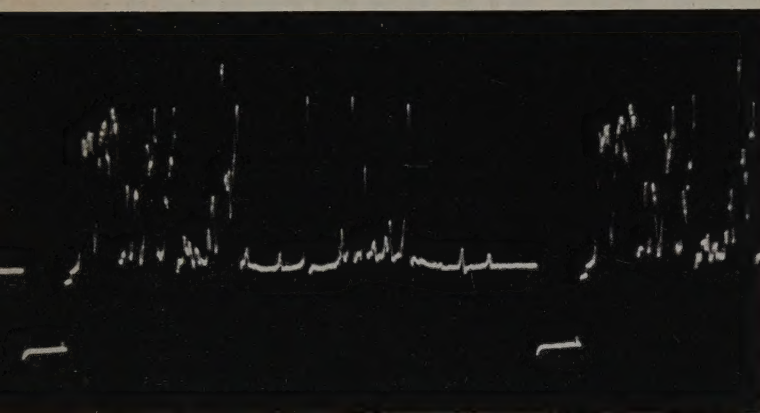


Bild 1. Oszillogramm des Videosignals mit eingetasteten Synchronimpulsen

für das Synchronsignal eingespart; der zusätzliche Aufwand im Videokanal ist nur gering: 10% mehr Bandbreite und 4 dB mehr Gesamtstörabstand.

Die Eintastung der Synchronimpulse bringt den weiteren Vorteil, daß Schwarzsteuerschaltungen auf der Wiedergabeseite angewendet werden können. Deshalb braucht die untere Grenzfrequenz des Kanals nicht zu tief gelegt zu werden, was beim Magnetbandspeicher zusätzliche Schwierigkeiten bereiten würde.

Die Synchronisierung des Strahlumlaufes muß mit Hilfe einer von der Antennen-Winkelgeschwindigkeit abhängigen Pilotfrequenz geschehen, da eine einmalige Synchronisierung während eines Umlaufes wegen der durch den Wind verursachten unregelmäßigen Winkelgeschwindigkeit der Antenne zu Bildfehlern führen würde. Die Pilotfrequenz kann durch Unterlagerung in einem ohnehin notwendigen Tonkanal übertragen werden.

2.2 Störabstand im Synchronkanal

Für ein Bild mit einwandfreier Geometrie ist eine gute Synchronisierung notwendig. Diese Synchronisierung muß die Laufungenauigkeit des Bandtransportes ausschalten können. Die Folge einer mangelhaften Synchronisierung wäre eine Ausfransung des Bildes, die man nicht größer als $\frac{1}{2}$ Bildpunkt werden lassen sollte, also bei der oben errechneten Bandbreite $2,5 \mu\text{s}$. Wenn man die Geschwindigkeitsänderungen des Bandtransportes durch eine Phasenmodulation darstellt, entspricht dies einem Phasenhub von $2,5 \mu\text{s}$.

Wählt man eine Start-Stop-Synchronisierung, also Einzelauslösung des Kippvorganges, so folgt die Forderung, daß der während eines Kippvorganges (2 ms) sich aufsummierende Phasenhub $\leq 2,5 \mu\text{s}$ sein muß. Bei Anwendung der in der Fernsehempfängertechnik üblichen Synchronisierung durch Phasenvergleich darf sich der Phasenhub während der durch die Zeitkonstante bedingten Regelzeit auf nicht

mehr als $2,5 \mu\text{s}$ aufaddieren. Die Regelzeit muß aber bei 500 Hz Kippfrequenz größer als 2 ms sein.

Es läßt sich abschätzen, daß durch die Anwendung der Start-Stop-Synchronisierung die Anforderungen an die Konstanz der Bandgeschwindigkeit um den Faktor 3 geringer sind als bei Phasensynchronisierung. Dafür hat die Start-Stop-Synchronisierung den Nachteil, daß sie mehr Störabstand im Synchronkanal benötigt.

3. Magnetbandanlage

Wie bei der Tonaufzeichnung, müssen auch hier die Frequenzgangverluste der Aufzeichnung (Bild 2) durch Entzerrerverstärker ausgeglichen werden, jedoch muß diese Entzerrung unter Einhaltung der Laufzeitbedingungen geschehen. Weiterhin müssen die der Aufzeichnung selbst anhaftenden Phasenlaufzeitfehler ausgeglichen werden.

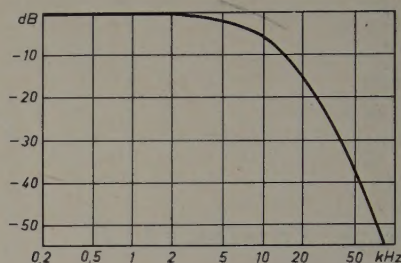


Bild 2. Frequenzgang des Systems Sprechkopf-Band-Hörkopf bei 76 cm/s (ω -Gang durch Differentiation im Hörkopf unberücksichtigt)

Da auch die obere Grenzfrequenz des Radar-Videosignals in voller Amplitude auftreten kann, ist eine Vorverzerrung des Frequenzganges vor der Aufzeichnung nicht zulässig. Die gesamte Entzerrung muß also auf der Wiedergabeseite vorgenommen werden.

Für diese Entzerrung werden Differenzierv Verstärker verwendet, die es gestatten, eine Anhebung der hohen Frequenzen zu erreichen, ohne selbst erhebliche Phasenlaufzeitfehler zu erzeugen [6, 7]. Da wegen der Einhaltung der Laufzeitbedingungen der Frequenzgang dieser Verstärker noch über die ausnutzbare Grenzfrequenz hinaus beträchtlich ansteigt, muß eine Bandbegrenzung nachgeschaltet werden, um im Videosignal den Störanteil der Frequenzen, die jenseits der nutzbaren Grenzfrequenz liegen, zu unterdrücken.

Die Maschine läuft mit 76 cm/s Bandgeschwindigkeit. Als Sprechkopf wurde für diese Versuche noch ein Ferritkopf mit relativ breitem Spalt verwendet, der infolge der grobkörnigen Struktur des Ferrits keine einwandfreien Kanten aufwies. Als Hörkopf diente ein Mu-Metallkopf mit etwa 4μ Spaltbreite.

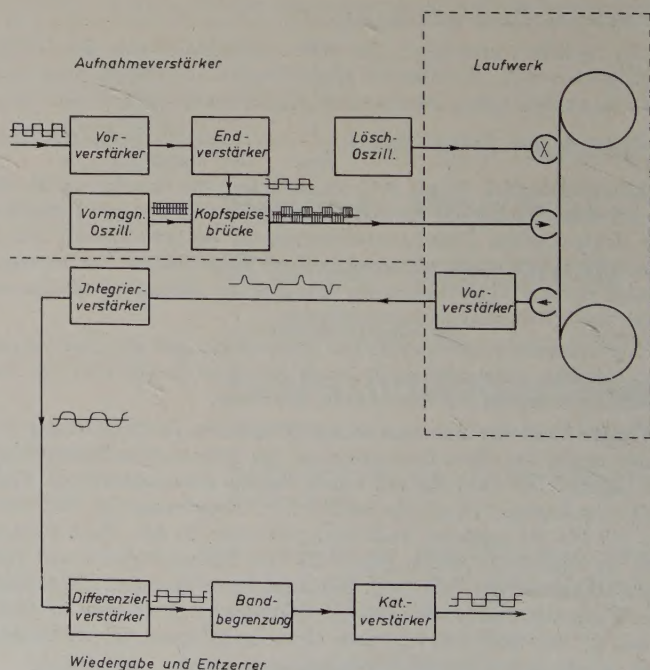
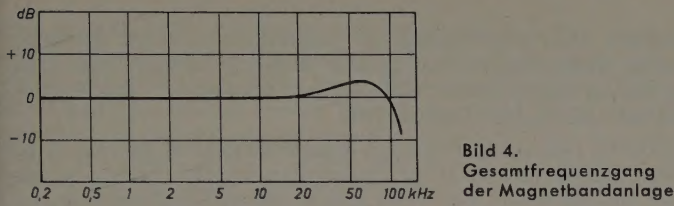


Bild 3. Blockschaltbild der Magnetband-Aufzeichnungs- und -Wiedergabeanlage für Impuls-Signale

Unter Berücksichtigung der oben angeführten Gesichtspunkte ergibt sich für die eigentliche Speicheranlage das Blockschaltbild Bild 3. Der Gesamtfrequenzgang kann aus Bild 4 entnommen werden. Die Auflösung von Einzelpulsen läßt sich aus dem Testbild (Bild 6b) erkennen, die feinsten Ringe entsprechen einer Impulsdauer von 5 μ s. Der Störabstand des Ausgangspegels ist etwa 30 dB.



4. Mit der Versuchsanlage erreichte Ergebnisse

Da für die Versuche kein frequenzbandkomprimiertes Radar-Video-signal zur Verfügung stand, wurde das komprimierte Signal mit einem Diapositivgeber erzeugt. Verwendet wurde dazu ein Diapositivbild von einem guten Radar-Bildschirm.
Abweichend von den oben angestellten Berechnungen wurde als Abtastnorm eine Radialabtastfrequenz von 1 kHz verwendet, so daß bei 100 kHz Bandbreite nur mit einer Auflösung von 200 Bildpunkten je Radius zu rechnen ist.

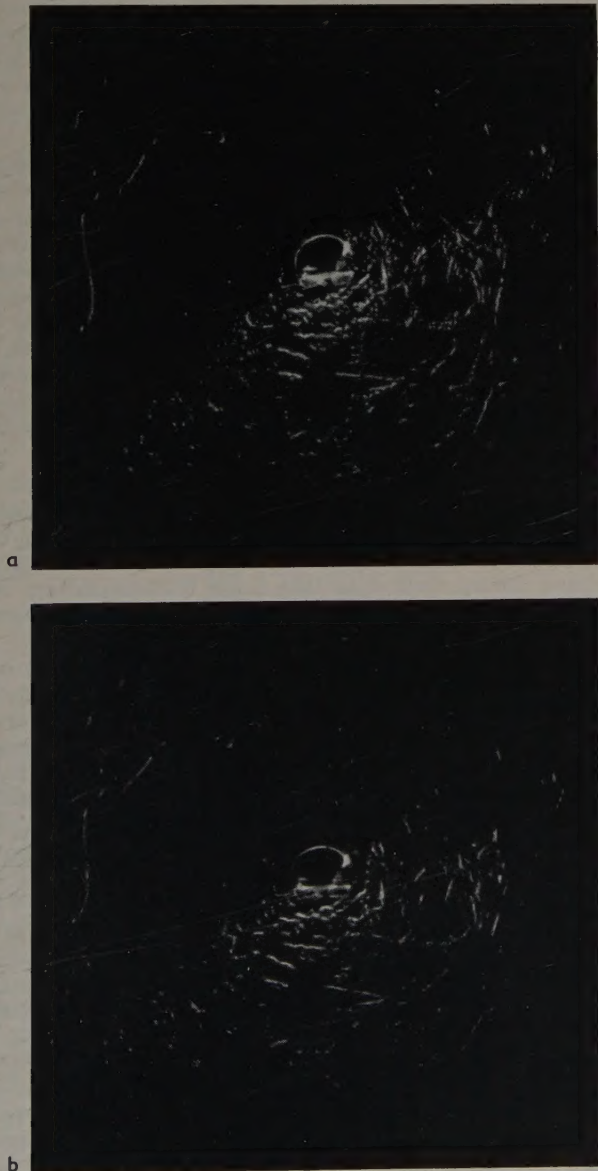


Bild 5. Radar-Schirmbild, a) vom Diapositivgeber direkt auf der Bildröhre wiedergegeben, b) vom Diapositivgeber über Magnetband auf der Bildröhre wiedergegeben

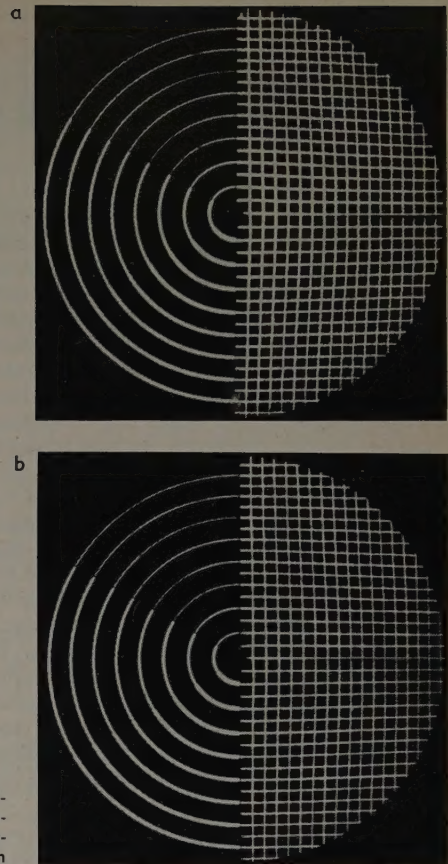


Bild 6.
Testbild, a) vom Diapositivgeber direkt wiedergegeben, b) vom Magnetband wiedergegeben

Bild 5a zeigt ein Radarbild in Kurzschlußwiedergabe vom Diapositivgeber, Bild 5b dasselbe Bild, vom Magnetband wiedergegeben. Unterhalb der Bildmitte sind nebeneinander deutlich 2 verschieden große Ziele in ihrer Helligkeit zu unterscheiden. Ein Vergleich von Bild 5a und 5b läßt kaum einen Unterschied erkennen.

Das Testbild (Bild 6a und 6b) läßt die Beurteilung der Qualität der Aufzeichnung zu. Dabei dient das Gittermuster zur Kontrolle der Linearität, die verschieden starken Ringe zur Prüfung der Auflösungsfähigkeit. Die verschiedenen Ringstärken entsprechen 30, 100 und 200 Bildpunkten pro Radius. Bei der Bandwiedergabe kann man am äußeren Rand eine leichte Ausfransung erkennen, deren Ursache Laufungenauigkeiten der für die Versuche benutzten älteren Maschine sind. Bei Verwendung einer neuen Maschine dürfte dieser Fehler fortfallen.

Zusammenfassend kann auf Grund dieser Versuche festgestellt werden, daß die Magnetband-Speicherung von Radarschirmbildern guter Auflösung mit einem vertretbaren Aufwand möglich ist, sofern die Einengung des Frequenzbandes vorausgegangen ist. Auch die für die Dokumentation zu stellenden Forderungen auf Originaltreue des gespeicherten Bildes sind erfüllbar.

Schrifttum

- [1] Schönfeld, W. H.: Speicherung von Radarbildern auf Magnetband. Vortr. Funkortungstag. Okt. 1956. Ref.: Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 1, S. 28
- [2] Meinke, H., u. Groll, H.: Übertragung von Radar-Schirmbildern mit komprimierter Bandbreite. Nachr.-Techn. Z. Bd. 9 (1956) S. 214
- [3] Meinke, H.: Die zweckmäßige Wahl der Bandbreite bei der Fernübertragung frequenzkomprimierter Radar-Schirmbilder. Vortr. Funkortungstag. Okt. 1956. Ref.: Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 1, S. 27
- [4] Pederzani, Th.: Die Fernübertragung von Radarbildern unter besonderer Berücksichtigung der Hafen-Radar-Probleme. Vortr. Funkortungstag. Okt. 1956. Ref.: Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 1, S. 27—28
- [5] ● Schröter, F.: Fernsehtechnik I. Berlin 1956, Springer
- [6] Krolzig, A.: Differenzierentzerrer für Fernseh-Studiogeräte. Fernmeldetechn. Z. Bd. 8 (1955) S. 426
- [7] Dillenburger, W.: Schaltungen zur Aperturblendenkorrektur in Fernsehaufnahmegeräten. Frequenz Bd. 9 (1955) S. 181
- [8] Wiedemann, G., Schellhoss, H., u. Bruckmann, H.: Ein Jahr Versuchsbetrieb mit einer Sicherungs-Radar-Anlage für die Schifffahrt in Bremerhaven. Nachr.-Techn. Z. Bd. 10 (1957) S. 125

(eingegangen am 12. Februar 1957)

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise

Vor etwa 20 Jahren gab es auf dem Gebiet der Mikrowellenröhren nur wenige Veröffentlichungen. Es waren die Arbeiten von Barkhausen [1, 2, 40], J. Müller [43, 44], Heil [23] und einigen anderen bekannt. Die Zahl der industriellen Erzeugnisse auf diesem Gebiet war gering. Durch den letzten Weltkrieg wurde die Entwicklung auf dem Gebiet der Höchstfrequenzröhren, sei es zur Nachrichtenübertragung oder für Aufgaben der Funkmeßtechnik [39], unter erheblichen Anstrengungen vorangetrieben. Nach dem Krieg ergaben sich vielerlei Anwendungsmöglichkeiten dieses neu erschlossenen Gebietes auch für friedliche Zwecke. Außer für die Nachrichtenübertragung, die immer noch an erster Stelle rangieren dürfte, fand die Mikrowellenröhre ihren Eingang als Generator und Verstärker auf vielen rein wissenschaftlichen Gebieten. Es seien hier erwähnt: die Radio-Astronomie, die Mikrowellen-Spektroskopie — aus diesem Wissenszweig entwickelte sich die Konstruktion der Atomuhr — und Untersuchungen der biologischen Wirkung von Mikrowellen. Teilchenbeschleuniger, wie sie die Kernphysik benötigt, wurden erst durch leistungsstarke Generatoren des Höchstfrequenzgebietes betriebsfähig. Erkenntnisse über den Arbeitsmechanismus von Laufzeitröhren hatten wesentlichen Einfluß auf die Entwicklung von solchen Teilchenbeschleunigern: In einer Laufzeitröhre wird die kinetische Energie eines bewegten, geladenen Teilchens in Feldenergie umgewandelt, während in einem Teilchenbeschleuniger die Feldenergie zur Beschleunigung der Teilchen verwendet wird.

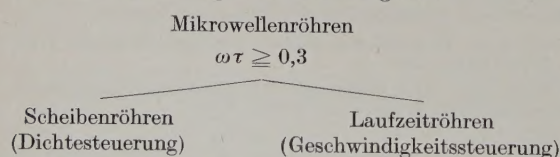
Im vorliegenden Bericht soll ein kurzer Überblick über den technischen Stand der Entwicklung von Mikrowellenröhren gegeben und ihre Wirkungsweise erklärt werden. Es gibt heute eine ganze Reihe von Lehrbüchern (u. a. [19, 21, 22, 33, 35, 52, 55]) und eine sehr große Anzahl von Veröffentlichungen und Überblicksberichten über Mikrowellenröhren (u. a. [13, 14, 29, 36, 46, 47, 51, 54, 56]), so daß bei der Behandlung eines so umfassenden Stoffes eine gewisse Auswahl getroffen werden muß. Gemeinsame Merkmale von Mikrowellenröhren sollen besonders hervorgehoben werden. Etwas ausführlicher sind die Röhrenarten und -typen behandelt, die von der Röhrenfabrik der *Siemens & Halske AG* gefertigt werden.

Zunächst eine Definition des Begriffes „Mikrowellenröhren“ [21]. Man könnte in einer wörtlichen Auslegung davon ausgehen, daß unterhalb einer gewissen Wellenlänge der Begriff „Mikrowellen“ zutrifft, entsprechend der angelsächsischen Nomenklatur UHF (ultra high frequency) oder SHF (super high frequency) [48]. Das Gebiet der UHF entspricht dem Wellenlängengebiet 10 cm ... 1 m, das der SHF 1 cm bis 10 cm. Diese Begriffsdefinition entspricht aber nicht dem in Deutschland üblichen Sprachgebrauch. Einerseits gibt es Trioden oder Mehrgitterröhren üblicher Bauart, die bis in das Gebiet von 30 cm und darunter reichen, andererseits gibt es Laufzeitröhren, z. B. Mehrkammer-Klystrons, die das ganze Wellenlängengebiet der UHF überstreichen.

Als Mikrowellenröhren sollen hier solche Röhren bezeichnet werden, bei denen auf einer endlichen Laufzeit beruhende Effekte auftreten. Als Grenze für den Laufwinkel, der diesen Effekt bestimmt, werde der Wert

$$\Theta = \omega \tau \geq 0,3 \quad (1)$$

festgelegt; dabei ist ω die Kreisfrequenz und τ die Elektronenlaufzeit zwischen den hochfrequenzführenden Elektroden. Bei den dichtegesteuerten Röhren hat die Laufzeit der Elektronen einen schädlichen und begrenzenden Einfluß. Bei den Laufzeitröhren wird die Laufzeit der Elektronen bewußt ausgenutzt. Ein Überblick über die Mikrowellenröhren läßt sich mit folgendem Schema geben:



In einer späteren Untersuchung und Systematik wird auf die Laufzeitröhren noch genauer eingegangen. Eine solche Systematik eröffnet

erheblich mehr Möglichkeiten für physikalisch zum Teil sehr interessante Ausführungsformen, die aber technisch bis heute noch keine Bedeutung erlangt haben, wie z. B. das „Magnetron“ ohne Magnetfeld mit elektrischem Quersfeld [30].

Außerdem gibt es eine Reihe von Mikrowellenröhren, die zwar in der ersten Entwicklungsstufe im Vordergrund standen, heute aber nur noch untergeordnete Bedeutung haben, weil andere Formen bei wesentlich geringeren Herstellungskosten und Aufbauschwierigkeiten gleiche oder bessere Hochfrequenzeigenschaften aufweisen. Es wird hier nur auf diejenigen Formen näher eingegangen, die eine gewisse technische Reife erlangt haben, deren abgegebene Hochfrequenzleistung genügend groß ist und die als Oszillator, Verstärker, Modulationsröhre usw. Eingang in die industrielle Fertigung gefunden haben.

1. Dichtegesteuerte Röhren

Bei einer normalen Triode setzen die Selbstinduktion der Zuleitungen und die Kapazität der Elektroden der Frequenz zunächst eine obere Grenze. Diese Selbstinduktivitäten lassen sich herabsetzen, wenn man anstatt der Stiftzuführungen mit Drähten Scheiben verwendet. Man bezeichnet daher solche Röhren als Scheibenröhren [53], im angelsächsischen Schrifttum als disk-seal-tubes oder auch manchmal als light-house tubes [37]. Elektroden und Scheiben können galvanisch oder kapazitiv verbunden sein. Eine solche Röhre eignet sich besonders gut zum Einsetzen in ein Koaxialsystem.

Die obere Frequenzgrenze einer Scheibenröhre ist im allgemeinen durch die Laufzeit der Elektronen im Katoden-Gitter-Raum gegeben. Die Laufzeit berechnet man dabei nicht von der Katode aus, sondern von dem durch die Raumladung gegebenen tiefsten Potential [20]. In erster Näherung liegt die obere Frequenzgrenze bei einem Laufwinkel von π ; für die praktische Anwendung wird im allgemeinen allerdings $\pi/2$ nicht überschritten. Will man Scheibenröhren bauen, die für immer höhere Frequenzen geeignet sein sollen, so ist man gezwungen, den Katoden-Gitterabstand immer mehr zu verringern. So wurden z. B. Abstände von 15 μ bei Gitterdrahtdurchmessern von 7,5 μ erreicht [41, 42]. Die mit Scheibenröhren bisher erreichte höchste Frequenz dürfte bei 10 GHz liegen [3, 58].

Neben der genauen Einstellung des Gitter-Katoden-Abstandes ist für die Scheibenröhre eine wichtige Forderung, daß Katoden- und Gitterebene parallel verlaufen [17]. Die Technik der Gitterherstellung und ihre Abstandseinstellung hat sich dabei immer mehr verbessert. An diese Gitter werden — bedingt teils durch Wärmestrahlung, teils durch Gitterstrom — hohe Anforderungen an die thermische Belastbarkeit gestellt.

Den Abstand von Gitterdrahtmitte zu Gitterdrahtmitte nennt man die Steigung eines Gitters. Bei einer klassischen Röhre ist die Steigung kleiner als oder höchstens so groß wie der Abstand Katode-Gitter. Bei der Scheibenröhrenanordnung ist die Steigung meistens größer als der Katoden-Gitter-Abstand. Aus dieser geometrischen Anordnung ergeben sich Schwierigkeiten, die näher betrachtet werden sollen.

Bild 1a zeigt die schematische Darstellung einer Triode, bei der die Steigung des Gitters kleiner ist als der Abstand Gitter-Katode, Bild 1b

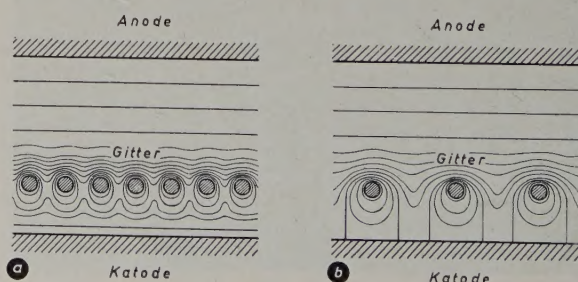


Bild 1. Elektrodenabstände und Gittersteigung, a) normale Triode, b) Scheibentriode

on Mikrowellenröhren I

demgegenüber die Anordnung einer Scheibentriode. Man sieht aus dieser Darstellung sofort, daß die Potentialverteilung in der Gitterebene und im Gitter-Katoden-Raum für Mikrowellentrioden (Bild 1b) ganz erheblich von den idealen Verhältnissen einer Röhre abweicht, während die Abweichung bei normalen Röhren (Bild 1a) sehr gering ist, wobei unter „idealen Verhältnissen einer Röhre“ solche zu verstehen sind, bei denen der Potentialverlauf vor der Katodenebene möglichst homogen ist. Das hat für Scheibenröhren (Bild 1b) zur Folge, daß die Feldstärke auf der Katodenfläche direkt hinter den Gitterdrähten anders ist als in den Zwischenräumen. Die Emission von Elektronen ist auf der Katodenoberfläche verschieden groß, unter Umständen hinter den Gitterdrähten sogar Null; der Durchgriff vom Anodenraum zum Katodenraum ist sehr groß. Man spricht von „Inseln“ der Emission. Dieses Problem der „Inselbildung“ ist in einer ganzen Reihe von Arbeiten ausführlich behandelt worden, so daß hier nur einige Schrifttumsstellen erwähnt werden sollen (u.a. [4, 6, 7, 8, 15, 16, 24, 25, 45, 50]). Im folgenden wird auf einige typische Formen von Scheibenröhren und ihre technische Ausführung näher eingegangen.

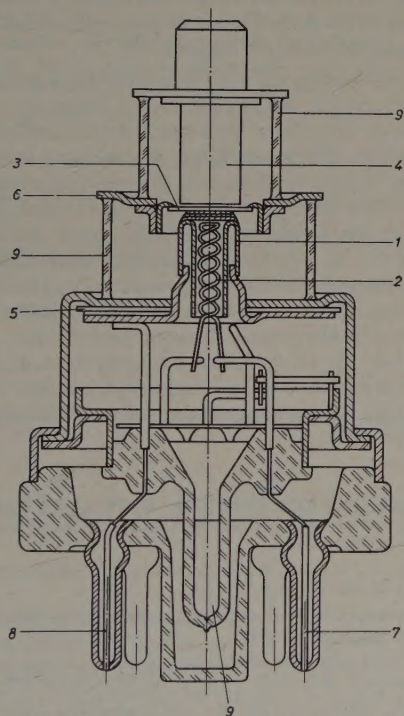


Bild 2. Schnitt durch die Scheibenröhre 2C40

Bild 2 zeigt einen Schnitt durch die Scheibenröhre 2C40. Dem Katodensystem 1 mit der bifilar angeordneten Heizwendel 2 steht das Maschengitter 3 gegenüber. Die Anode wird durch einen Kupferbolzen 4 am oberen Ende der Röhre herausgeführt. Der Hochfrequenzanschluß der Katode 1 ist von ihr gleichstrommäßig durch eine Glimmerscheibe 5 getrennt. Teil 6 ist der Gitteranschluß, 7 und 8 sind Sockelstifte für Heizer und Katode. Die Glasteile der Röhre sind mit 9 bezeichnet. Bei der Scheibenröhre 2C40 nehmen die Durchmesser der Anschlüsse von der Katode über das Gitter zur Anode ab. Verstärker- oder Oszilatorkreise mit diesen Röhren werden in einem Doppelkoaxialsystem aufgebaut, das den Durchmessern der Röhrenanschlüsse angepaßt wird. Die Länge der Leitungen dieses Systems kann durch Kolben verändert werden. Mit dieser Längenänderung wird die gewünschte Frequenz eingestellt [31]. Die Kreise können als kapazitiv beschwerte Leitungen von der Länge $\left(\frac{n}{2} + \frac{1}{4}\right) \cdot \lambda$ betrachtet werden ($n=0, 1, 2, \dots$; λ = Wellenlänge). Die Zahl n soll möglichst klein sein, damit eindeutige

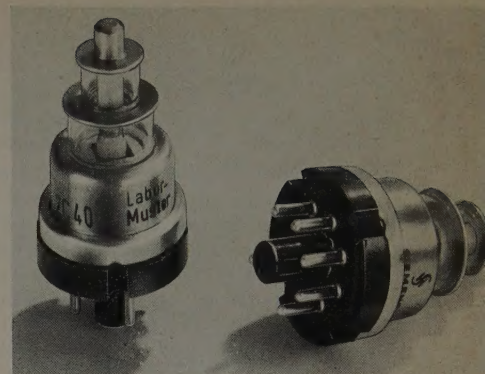
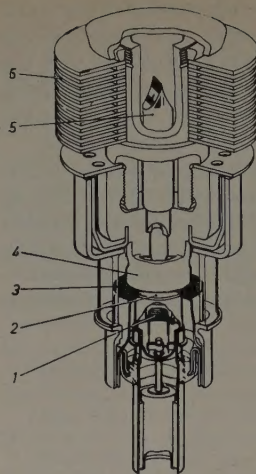


Bild 3. Scheibenröhre 2C40 (Siemens & Halske)

← Bild 4. Aufriß der Röhre 2C39A

Schwingbedingungen vorliegen. Der $\lambda/4$ -Betrieb für $n = 0$ läßt sich aus geometrischen Gründen meist schwer durchführen. Im allgemeinen wird im $\frac{3}{4}\lambda$ - und $\frac{5}{4}\lambda$ -Betrieb gearbeitet.

Bild 3 zeigt zwei Labormuster 2C40 der Siemens & Halske AG. Bei einer verhältnismäßig geringen Anodenspannung von 250 V erhält man noch mindestens 35 mW Ausgangsleistung bei einer Frequenz von 3500 MHz.

Ein anderes Aufbauprinzip wurde bei der Scheibenröhre 2C39A [10, 11, 12] gewählt. Diese Röhre wurde für größere Leistungen entwickelt; bei 2500 MHz werden noch 12 W gefordert. Zur Wärmeabfuhr von der Anode — die Anodenverlustleistung beträgt bei einer Spannung von 900 V etwa 80 W — genügt nämlich bei weitem nicht mehr eine Anodenausführung von der Größe der 2C40. Auch die Röhre 2C39A hat einen stufenförmigen Aufbau (Bild 4: die Röhre im Schnitt), damit sie in ein Doppelkoaxialsystem eingeschoben werden kann, nur hat hier der Anodenanschluß den größten Durchmesser und der Katodenanschluß den kleinsten. Auch hier erkennt man die planparallele Form der drei Elektroden, der Katode 2 mit dem Heizer 1, dem Gitter 3 und dem Anodenbolzen 4. Der Pumpstutzen 5 besteht nicht aus Glas, sondern aus einem Kupferrohr. Er wird am Ende des Pumpprozesses nach einem Kaltdruck-Schweißverfahren abgequetscht; dieses Verfahren wird auch bei anderen Metallröhren in immer steigendem Maße eingeführt. Der Radiator 6 sorgt für gute Wärmeableitung, wobei für den Betrieb bei voll belasteter Röhre zusätzlich ein Luftgebläse notwendig ist. Im Bild 5 ist auf der linken Seite eine Röhre kurz vor der Montage wiedergegeben. Die einzelnen Teile werden schachtelförmig ineinandergesteckt, in ihren Abständen genau fixiert und vakuumdicht verlötet. Auf der rechten Hälfte des Bildes ist die fertige Röhre wiedergegeben. An Stelle der Ausführung in Glas, wie sie hier gezeigt wird, sind auch Röhren in Keramikbauweise auf den Markt gebracht worden (z. B. von Eimac, General Electric).

Es soll noch auf eine Besonderheit hingewiesen werden, die sich bei dem Betrieb von Scheibenröhren ergibt: In dem hier interessierenden Frequenzbereich nimmt eine bestimmte Anzahl von Elektronen im Katoden-Gitterraum aus dem HF-Feld so viel Energie auf, daß die Elektronen zur Katode zurückkehren. Durch diese „Rückheizung“ wird die Temperatur der Katode merklich erhöht, und zwar steigt die

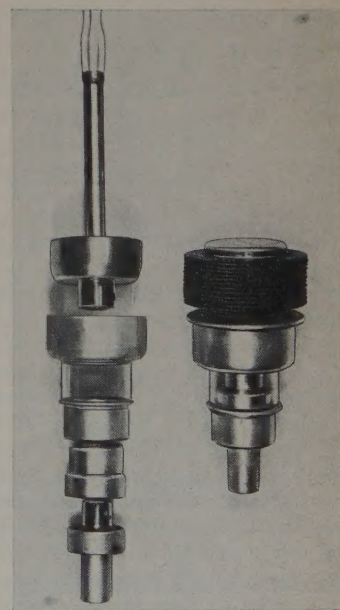


Bild 5. Scheibenröhre 2C39A (Siemens & Halske), links: vor der Montage, rechts: komplette Röhre

„Rückheizung“ mit wachsender Frequenz. Dieser Effekt wird durch Reduzieren der Heizleistung kompensiert. Für die 2C39A soll die Heizspannung von ursprünglich 6,3 V bei 2000 MHz und darüber auf 4,5 V herabgesetzt werden. Schon fast die Hälfte der Heizleistung wird bei dieser Frequenz durch die „Rückheizung“ der zur Katode zurückkehrenden Elektronen übernommen.

Eine Scheibenröhre, die z. Z. die technische Grenze an Präzision darstellt und eine gewisse industrielle Reife erlangt hat, ist die 416A [5, 9, 41, 42]. Im Bild 6 werden die Abstandsverhältnisse der drei Elektroden einer Scheibenröhre, wie sie oben beschrieben wurden (Bild 6a), denjenigen der 416A (Bild 6b) gegenübergestellt. Der Gitter-Katoden-Abstand beträgt 15 μ . Das Herstellen der Gitter, das Meßverfahren

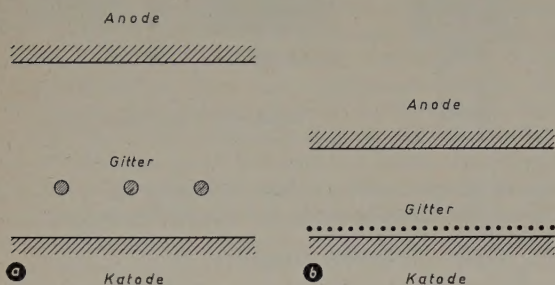


Bild 6. Elektrodenabstände und Gittersteigung, a) Scheibentriode, b) Triode 416A

zur Kontrolle der Gittersteigung und das Einstellen der Elektrodenabstände erfordern einen erheblichen technischen Aufwand. Ein entsprechender Typ von Philips, die EC 56 [29], ist wegen ihrer Metallkapillarkatode (L-Katode) erwähnenswert. In ihren Hochfrequenzeigenschaften entspricht sie im wesentlichen der amerikanischen Röhre 416A.

Eine andere Art von Mikrowellentrioden, meist für geringere Leistungen, sind die Bleistiftrohren oder pencil tubes [49]. Sie haben diesen Namen wegen ihrer schmalen und langen Form erhalten. Die Durchmesser von Katoden- und Anodenanschlüssen sind gleich groß, in der Mitte sitzt an einem Ring mit etwas größerem Durchmesser das Gitter. Die Elektroden im Inneren der Röhre sind, im Gegensatz zu den oben beschriebenen Formen, coaxial aufgebaut.

Wie bei der Beschreibung der Scheibenröhre 2C40 bereits erwähnt wurde, ist die Röhre und ihre Schaltung im Mikrowellengebiet eine Einheit. Die Hochfrequenzkreise der Schaltung sind Hohlraumresonatoren, beispielsweise die bereits erwähnten kurzgeschlossenen Ko-

und Katode, der Ausgangskreis zwischen Gitter und Anode [18, 32, 34]. Dies hat nicht allein einen rein technischen Vorteil, da die Scheibenröhre nur in Gitterbasisschaltung in ein Doppelkoaxialsystem, wie oben beschrieben wurde, eingebaut werden kann, sondern auch prinzipielle elektrische Vorteile für das Höchstfrequenzgebiet. Man erhält bei der Gitterbasisschaltung eine bessere Entkopplung von Eingangskreis und Ausgangskreis. Den wesentlichsten Vorteil der Gitterbasisschaltung sollen die beiden Kurven Bild 7c und d erläutern. Bei der Katodenbasisschaltung nehmen die Eingangswirkleitwerte mit dem Laufwinkel zu (Bild 7c), während sie bei der Gitterbasisschaltung abnehmen (Bild 7d). Aus folgendem Zusammenhang [34] ersieht man, daß der Gewinn G einer Röhre mit sinkendem Eingangsleitwert wächst:

$$G \sim \frac{S^2}{G_e \cdot G_a} \quad (2)$$

Dabei sind G_e und G_a Eingangs- und Ausgangsleitwerte und S die Steilheit der Röhre. S ist allerdings nur bei niedrigen Frequenzen konstant und durch die geometrischen Abmessungen definiert; es nimmt gegen sehr hohe Frequenzen hin ab.

Die Scheibenröhren finden eine vielseitige Anwendung als Oszillator- und Verstärkerröhren. Die Leistungen liegen in der Größenordnung von 0,01...10 W. Der Wirkungsgrad ist bei $\lambda = 10$ cm nur etwa 10%, steigt aber nach längeren Wellen hin bei den gleichen Röhren auf das Doppelte bis Dreifache. Wegen ihrer großen Bandbreite sind Scheibenröhren sehr geeignet als Meßsender [57]. Die meisten dieser Röhren werden für die Nachrichtenübertragung, z. B. in fremdgesteuerten Endstufen im PPM-System (Puls-Phasen-Modulation) [26, 27, 28] oder als Frequenzmodulatoren angewendet [38].

An die Spannungsversorgung werden im allgemeinen keine besonderen Anforderungen gestellt. Allerdings ist die Höhe der Spannung bei leistungstärkeren Scheibenröhren schon recht beträchtlich (bei der 2C39A z. B. 900 V). Ein wesentlicher Grund für die weitverbreitete Anwendung der Scheibenröhren sind die gegenüber den Laufzeitröhren geringeren Herstellungskosten; allerdings steigen die Kosten bei dem Vorstoß in das Gebiet von 10 GHz immer mehr und dürften wahrscheinlich die für äquivalente Laufzeitröhren übertreffen. Diese rein wirtschaftlichen Gründe sind meistens dafür ausschlaggebend, ob man der dichtestesteuerten Röhre oder der Laufzeitröhre innerhalb des gemeinsam überstrichenen Frequenzgebietes den Vorzug geben soll [51]. Daneben gibt es aber Anwendungsgebiete, in denen der Austausch nicht möglich ist oder unzumutbar scheint, wie in den beiden Fortsetzungen bei der Betrachtung der Laufzeitröhren noch näher erläutert werden wird.

Schrifttum

- [1] Alfven, H.: Untersuchungen über Barkhausen-Kurz-Schwingungen. Z. Phys. Bd. 83 (1933) S. 222—253
- [2] Barkhausen, H., u. Kurz, K.: Die kürzesten mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen. Phys. Z. Bd. 21 (1920) S. 1—6
- [3] Beggs, I. E., u. Lavoo, N. T.: A triode useful to 10000 MC. Proc. Inst. Radio Engrs. Bd. 43 (1955) S. 15—19
- [4] Benett, u. Peterson: The electrostatic field in vacuum tubes with arbitrary space elements. Bell Syst. techn. J. Bd. 28 (1949) S. 303—314
- [5] Bowen, A. E., u. Mumford, W. W.: A new microwave triode: Its performance as a modulator and as an amplifier. Bell Syst. techn. J. Bd. 29 (1950) S. 531—552
- [6] Dahlke, W.: Kennlinienfeld-Berechnungen für ebene Triode, deren negatives Steuergitter aus parallelen Runddrähten endlicher Dicke und Steigung besteht. Telefunken-Z. Bd. 25 (1952) S. 83—92
- [7] Dahlke, W.: Gittereffektivpotential und Kathodenstromdichte einer ebenen Triode unter Berücksichtigung der Inselbildung. Telefunken-Z. Bd. 24 (1951) S. 213—222
- [8] Dahlke, W.: Dimensionierungsregeln für ebene Trioden. Telefunken-Z. Bd. 26 (1953) S. 54—60
- [9] Diemer, G.: Passive feedback admittance of disc-seal triodes. Philips Res. Rep. Bd. 5 (1950) S. 423—434
- [10] Doolittle, H. D.: Basic consideration in the design and operation of the 2C39A planar triode transmitting tube. Cathode Press Bd. 5 (1948) S. 7—12
- [11] Doolittle, H. D.: The planar triode 2C39A. A progress report. Cathode Press Bd. 7 (1950) S. 20—21, 36
- [12] Doolittle, H. D.: Design considerations in UHF planar transmitting triodes. Cathode Press Bd. 12 (1955) S. 22—27
- [13] Döring, H., u. Mayer, L.: Geschwindigkeitsgesteuerte Laufzeitröhren. Elektrotechn. Z. Bd. 61 (1940) S. 675—690, 713—715
- [14] Döring, H.: Triftröhren. Fernmeldetechn. Z. Bd. 2 (1949) S. 105—118
- [15] Fremlin, I. H.: Calculation of triode constants. Philosoph. Mag. Bd. 7 (1939) S. 705—741

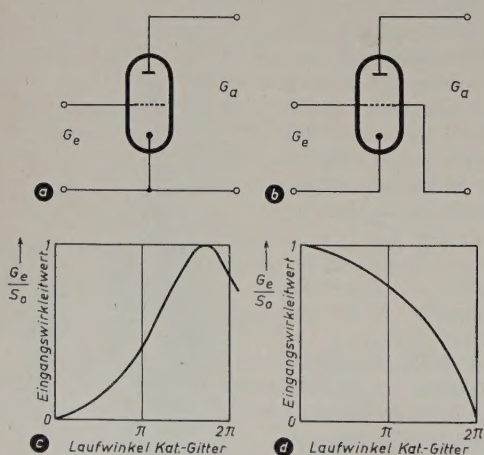


Bild 7. Schaltungen und Kennlinien der Scheibenröhre 2C40, a) Katodenbasisschaltung, b) Gitterbasisschaltung, c) Eingangswirkleitwert bei Katodenbasisschaltung, d) bei Gitterbasisschaltung

axialleitungen. Bei niedrigen Frequenzen ist die übliche Schaltung der Röhre die Katodenbasisschaltung (Bild 7a), der Eingangskreis liegt zwischen Gitter und Katode und der Ausgangskreis zwischen Katode und Anode. Bei Scheibenröhren ist die Gitterbasisschaltung (Bild 7b) vorzuziehen. Hier liegt der Eingangskreis zwischen Gitter

- [16] Fremlin, I. H., Hall, R. N., u. Shatford, P. A.: Triode amplification factors. *Electr. Commun.* Bd. 23 (1946) S. 426—435.
- [17] Guber, W., u. Stetter, W.: Eine einfache optische Meßmethode zur Bestimmung der Gitter-Kathoden-Abstände in Elektronenröhren. *Fernmeldetechn. Z.* Bd. 9 (1956) S. 77—79.
- [18] Gundlach, F. W.: Die Triode und ihre Anwendung bei höchsten Frequenzen. *Elektrotechn. Z.* Bd. 69 (1948) S. 185—191.
- [19] • Gundlach, F. W.: Grundlagen der Höchsthochfrequenztechnik. Berlin 1950, Springer.
- [20] Gundlach, F. W.: Trioden mit sehr kleinen Elektrodenabständen. *Fernmeldetechn. Z.* Bd. 10 (1954) S. 516—521.
- [21] • Hamilton, D. R., Knipp, I. K., u. Kuper, I. B. H.: Klystrons and microwave triodes. Bd. 7 der MIT Radiation Lab. Ser. New York 1948, McGraw-Hill.
- [22] • Harrison, A. E.: Klystron tubes. New York 1947, McGraw-Hill.
- [23] Heil, H. H., u. Heil, I.: Eine neue Methode zur Erzeugung kurzer ungedämpfter elektro-magnetischer Wellen großer Intensität. *Z. f. Phys.* Bd. 95 (1935) S. 752—773.
- [24] Heymann, O.: Über die strenge Berechnung des Durchgriffs ebener Systeme auf potentialtheoretischer Grundlage. *Frequenz* Bd. 5 (1951) S. 57—62, 97 bis 107.
- [25] Heymann, O.: Über die Berechnung von Kennlinien für Trioden mit ebenen Elektroden. *Frequenz* Bd. 8 (1954) S. 33—40.
- [26] Holzwarth, H., u. Arens, W.: Ein Richtfunksystem mit Pulsphasenmodulation für 12 und 24 Fernsprechanäle. B. Das Modulationsgerät. *Fernmeldetechn. Z.* Bd. 75 (1952) S. 398—405.
- [27] Holzwarth, H.: Die neuere Technik der Richtfunkverbindungen. *Entwickl.-Ber. Siemens & Halske AG* Bd. 14 (1951) S. 31—36.
- [28] Holzwarth, H.: Richtfunkanlagen mit Pulsphasenmodulation. *Entwickl.-Ber. Siemens & Halske AG* Bd. 15 (1952) S. 6—8.
- [29] Jonker, J. L. H.: Elektronenröhren. *Philips' techn. Rdsch.* Bd. 14 (1952/53) S. 81—93.
- [30] Jonker, J. L. H.: Über Magnetrons ohne Magnetfeld. *Vortr. v. Versnel NTG-Diskussionstag. Höchsthochfrequenzröhren*, Darmstadt, 18. 11. 1955.
- [31] Karplus, E.: Wide-range tuned circuits and oscillators for high frequencies. *Proc. Inst. Radio Engrs.* Bd. 33 (1945) S. 426—441.
- [32] Kleen, W.: Gittersteuerung, Kathodensteuerung, Kathodenverstärker. *Elektr. Nachr.-Techn.* Bd. 20 (1943) S. 140—144.
- [33] • Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Stuttgart 1952, Hirzel.
- [34] • Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Stuttgart 1952, Hirzel. S. 173.
- [35] • Klinger, H. H.: Einführung in die Mikrowellen und ihre wissenschaftlichen Anwendungen. Stuttgart 1954, Hirzel.
- [36] Klinger, H. H.: Physik und Technik der Mikrowellenröhren. *Techn. Mitt. PTT* Bd. 11 (1955) S. 433—449.
- [37] McArthur, E. D.: Disk-seal-tubes. *Electronics* Bd. 22 (1945) Nr. 2, S. 98—102.
- [38] Meinke, H. H.: Probleme der Frequenzmodulation bei Vielkanal-Richtfunkverbindungen. *Fernmeldetechn. Z.* Bd. 7 (1954) S. 670—677.
- [39] Messerschmidt, W.: Die Funkmeßtechnik, ihre Verfahren und ihre Anwendung. *Phys. Bl.* Bd. 9 (1953) S. 206—216.
- [40] Möller, H. G.: Der Mechanismus der Barkhausenschwingungen. *Elektr. Nachr.-Techn.* Bd. 7 (1930) S. 293—306, 411—419.
- [41] Morton, J. A.: A microwave triode for radio relay. *Bell Lab. Rec.* Bd. 27 (1949) S. 166—170.
- [42] Morton, J. A., u. Rader, R. M.: Design factors of the Bell Telephone Laboratories 1553 triode. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 29 (1950) S. 496—530.
- [43] Müller, J.: Elektronenschwingungen im Hochvakuum. *Hochfrequenztechn. u. Elektroakust.* Bd. 41 (1933) S. 156—167.
- [44] Müller, J.: Experimentelle Untersuchungen über Elektronenschwingungen. *Hochfrequenztechn. u. Elektroakust.* Bd. 43 (1934) S. 195—199.
- [45] Oertel, L.: Zur Theorie der Elektronenröhren, deren Gitter-Kathodenabstand kleiner ist als die Steigung. *Telefunkenröhre* Bd. 12 (1938) S. 7—17.
- [46] Pierce, J. R.: Some recent advances in microwave tubes. *Proc. Inst. Radio Engrs.* Bd. 42 (1954) S. 1735—1747.
- [47] Pierce, J. R., u. Shepherd, W. G.: Reflex-Generators. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 26 (1947) S. 460—481.
- [48] Ransom, G. B.: Nomenclature of frequencies. *Electr. Engng.* Bd. 74 (1955) S. 683—685.
- [49] Rose, G. M., Power, D. W., u. Harris, W. A.: Pencil-type UHF triodes. *RCA Rev.* Bd. 10 (1949) S. 321—338.
- [50] • Rothe, H., u. Kleen, W.: Hochvakuum-Elektronenröhren. Bd. 1, Physikalische Grundlagen. Frankfurt a.M. 1955, Akad. Verlagsges.
- [51] Rothe, H.: Röhren für Ein- und Ausgangsstufen im 400-MHz-Gebiet. *Fernmeldetechn. Z.* Bd. 7 (1954) S. 532—539.
- [52] • Spangenberg, K. R.: Vacuum tubes. New York 1948, McGraw-Hill.
- [53] Steimel, K.: Die neue Dezi-Triodenentwicklung bei Telefunken. *Ber. d. Lilienthal-Ges.* (1952) Nr. 155, S. 56.
- [54] Warnecke, R., u. Guenard, P.: Sur l'aide que peuvent apporter en télévision quelques récentes conceptions concernant les tubes électroniques pour ultra-hautes fréquences. *Ann. de Radioélectr.* Bd. 3 (1948) S. 259—280.
- [55] • Warnecke, R., u. Guenard, P.: Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. Paris 1951, Gautier-Villars.
- [56] Warnecke, R.: Sur quelques résultats récemment obtenus dans la domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences. *Ann. de Radioélectr.* Bd. 9 (1954) S. 107—136.
- [57] Werrmann, H.: Funkgeräte. *Elektrotechn. Z.-A* Bd. 75 (1954) S. 635—637.
- [58] Wijngaarden, van: Über die Grenzen der Verstärkungsmöglichkeiten von Scheibentrioden. *Vortr. NTG-Diskussionstag. Höchsthochfrequenzröhren*, Darmstadt, 18. 11. 1955.

(eingegangen am 2. Febr. 1957)

B. THÜRING

Mitteilung des Forschungsbüros für theoretische Astronomie und angewandte Mathematik, Prof. Dr. B. Thüring, Karlsruhe

Automatische Programmierung für elektronische Rechenanlagen

DK 681.142-83.001.1

Den Begriff „Programmierung“ kann man definieren als die von logisch-pragmatischen Methoden geleitete Planung geordneter allgemeiner Prozesse oder Abläufe, die zu genau formulierten gewünschten Zielen führen. Die alleinige Betonung der „Logik“ genügt strenggenommen nicht, weil sich die Logik als solche nur mit Beziehungen zwischen rein geistigen Prämissen und Schlüssen (Folgerungen) befaßt, während bei der Programmierung realer Prozesse oder Abläufe ganz wesentlich der Gesichtspunkt der „pragmatischen Ordnung“, des eindeutigen zeitlichen (und oft auch kausalen) Nacheinanders in den Vordergrund tritt. So kann, um ein ganz einfaches Beispiel zu nennen, der Inhalt einer Speicherzelle (Adresse) sinnvoll mit Bezug auf die vorgelegte Aufgabe erst dann benutzt werden, wenn sie vorher mit entsprechendem Inhalt belegt worden ist. Dieser Umstand geht aber über die formale Logik hinaus, er ist „pragmatisch“.

Bei elektronischen (oder richtiger gesagt: bei programmgesteuerten) Rechenanlagen endet der oft sehr ausgedehnte Vorgang der Programmierung mit der Aufstellung der zeitlichen Folge der einzelnen „Elementarschritte“, die die Maschine der Reihe nach durchzuführen hat, um die Lösung des gestellten Problems, die Erfüllung der gestellten Aufgabe, zu erreichen. Die Angabe eines solchen Elementarschrittes nennt man einen „Befehl“ oder eine „Instruktion“ oder ein „Kommando“. Jedes von ihnen wird durch eine lineare Reihe von Symbolen, seien es Ziffern oder Buchstaben usw., zunächst auf dem Papier dargestellt, nachher aber im Inneren der Maschine durch elek-

trische Impulse oder durch bestimmte Zustände bestimmter Relais oder Röhren oder dgl. realisiert. Die Gesamtheit der einem bestimmten Maschinentyp eigenen Befehle nennt man ihren Befehls-„Schlüssel“ oder „Code“. Der heute schon bestehenden Vielfalt der Typen programmgesteuerter Maschinen (z. B. „Univac-Factronic“ (UFT), IBM „650“, Bull „Gamma 3“, Zuse „Z 11“, um nur einige zu nennen) entspricht eine mindestens ebenso große Mannigfaltigkeit von verschiedenen Befehls-Schlüsseln, ein Umstand, der mehr Nachteile als Vorteile haben dürfte. Der Begriff „Programmierung“ umfaßt aber viel mehr als die Aufstellung jener Liste von Maschinenbefehlen. Ist diese doch nur möglich auf der Basis einer vorher erfolgten, sozusagen rein geistigen Bewältigung der gestellten Aufgabe; dies geschieht in der sog. Analyse, die weitgehend unabhängig ist von dem speziellen Maschinentyp, dem die schließliche praktische Durchführung anvertraut werden soll. Die Analyse eines vorgelegten Problems nimmt unter Beachtung der obengenannten logisch-pragmatischen Ordnung der Einzelprozesse lediglich auf die allen programmgesteuerten Maschinen gemeinsamen Einrichtungen Bezug, wie etwa auf die Fähigkeit, Entscheidungen zu treffen und Zahlen und Orte zu speichern, sei es in einem inneren oder äußeren Speicherwerk (Gedächtnis).

Die Analyse einer vorgelegten Aufgabe gibt bereits ein völlig eindeutiges Bild des logisch-pragmatischen Ablaufes der Lösungsermittlung für ein vorgelegtes Problem, und daher ist — von noch übrigen, bleibenden unwesentlichen Alternativen abgesehen — die Reihe der

Maschinenbefehle (Programm) einer speziellen Maschine durch Analyse und Befehlsschlüssel jedenfalls bereits eindeutig bestimmt. Es gilt aber allgemein der Satz: Jeder eindeutig bestimmte Ablauf (Prozeß) ist programmierbar, also in einer Reihe von maschinell durchführbaren Befehlen darstellbar. Angewandt auf das Verhältnis Analyse zu Programm heißt das: Es ist prinzipiell möglich, aus der allgemeinen Analyse eines vorgelegten Problems maschinell, also automatisch, das entsprechende Programm für eine spezielle Maschine durch diese Maschine selbst herstellen zu lassen.

Diesen Vorgang nennt man „automatische Programmierung“. Ein ganz einfaches (künstliches) Beispiel soll die Sachlage verdeutlichen: Es werde gewünscht, daß der mathematische Ausdruck $a + b \cdot c$ mit dem Ergebnis d maschinell berechnet werde, wobei die Zahlenwerte für a, b, c gegeben sind. Die „Plangleichung“

$$a + b \cdot c \Rightarrow d \quad (\Rightarrow \text{bedeutet: „ergibt“})$$

stellt in diesem einfachen Fall schon die Analyse der Aufgabe dar. Die automatische Programmierung dieser Aufgabe etwa für die „UFT“ würde darin bestehen, daß die Maschine, nachdem obige Plangleichung etwa durch Tastatur in den Speicher der Maschine gegeben worden ist, automatisch das Maschinen-Programm produziert:

```
100010 100011
100012 L00011
M00012 A00010
C00013 500013
900000 000000
```

das aus 9 Elementarbefehlen besteht (jeder Befehl besteht aus 6 Zeichen):

Taste die Zahl a ein; taste die Zahl b ein;

taste die Zahl c ein; b wird auf einen Speicherspeicher übertragen; das Produkt $b \cdot c$ wird gebildet; die Zahl a wird addiert; das Resultat d wird gespeichert; d wird gedruckt;

die Maschine stoppt.

Es ist zu beachten, daß die durch die Regeln der Arithmetik geforderte (eindeutige) Reihenfolge der arithmetischen Operationen, nämlich zuerst die Multiplikation $b \cdot c$ und dann erst die Addition von a , ebenfalls automatisch berücksichtigt wird. Es müßte sich also das gleiche Programm ergeben, wenn man die Plangleichung (Analyse) so schreibt:

$$b \cdot c + a \Rightarrow d$$

Automatische Programmierungsmethoden der geschilderten Art, aber natürlich auf wesentlich kompliziertere Fälle anwendbar, liegen heute bereits für mehrere Maschinentypen vor. Ihr gemeinsames Kennzeichen ist, daß sie sich auf Probleme beziehen, die in der Gestalt mathematischer, zumeist für eine große Anzahl von Argumenten zu berechnender Ausdrücke vorliegen.

So ist z. B. das „Boeing Airplane Company Algebraic Interpretative Computing System“ entwickelt worden, BACAIC genannt (Schrifttum hierzu in [1]). Es dient zur Verwendung auf der Maschine IBM „701“, enthält aber Methoden und Gesichtspunkte, die ebenso gut auch für andere Maschinen passen und sich in der Tat auch ebenso in anderen Verfahren finden. Der mathematische Ausdruck

$$a \cdot y + \underbrace{\left[q + \underbrace{\underbrace{(npwrz - r)}_2 \cdot \underbrace{(a + b)}_2 + \underbrace{(c - d)}_2 : \underbrace{(d : x + q)}_2 \right]}_1 \cdot \sin v$$

0

gibt durch seine Klammern die Reihenfolge der auszuführenden Rechenoperationen eindeutig an, insoweit diese Reihenfolge von der durch die arithmetischen Regeln gegebenen abweicht. Die Maschine teilt allen in dem Ausdruck vorkommenden Zeichen „Ordnungszahlen“ zu, wobei sie sich durch die vorhandenen Klammern führen läßt. Beginnend mit der Ordnungszahl 0 und von links nach rechts fortschreitend, erhalten also die Zeichen $a, \cdot, y, +$ diese Nummer. Beim Erscheinen eines „Klammer-auf“-Zeichens wird die Ordnungszahl um 1 erhöht. Die nun folgenden Zeichen erhalten die Ordnungszahl 1, bis wieder ein Klammerzeichen auftaucht. Dieses, wieder

ein „Klammer-auf“-Zeichen, bewirkt eine weitere Erhöhung der Ordnungsnummer auf 2, das Erscheinen eines „Klammer-zu“-Zeichens läßt die Ordnungsnummer für die darauffolgenden Zeichen um 1 niedriger werden. Dies trifft im obigen Beispiel lediglich für die Zeichen \cdot zu, denn das darauffolgende „Klammer-auf“-Zeichen erhöht die Ordnungsnummer wieder auf 2 usw. Die Berechnung erfolgt nun, beginnend beim Maximum der Ordnungsnummer. Sind diese Teilausdrücke berechnet, dann wird ihre Ordnungsnummer um 1 erniedrigt. Es erfolgt die Berechnung aller verbleibenden Ausdrücke mit der erniedrigten Ordnungsnummer usw. bis zur Ordnungsnummer 0 herunter. Für die Remington-Rand-Maschine „UFT“ existiert ein entsprechendes Verfahren, das sogenannte AT 3, das eine Fortbildung des für diese Maschine in großem Umfange verwendeten A-2-Verfahrens ist (siehe [2, 3]). Auch diese Programmierungsmethode benutzt vorhandene mathematische Formeln als Basis und Ausgangspunkt und findet demgemäß seine Verwendung hauptsächlich im wissenschaftlichen Bereich. An ihm kann man vor allen Dingen den auch in anderen automatischen Verfahren wichtigen Begriff des „Pseudobefehls“ und die Funktion des sog. Compilers studieren.

Unter einem Pseudobefehl wird allgemein ein Befehl verstanden, der aus Symbolen besteht, die von einem bestimmten Maschinentyp nicht unmittelbar „verstanden“ werden können. Pseudobefehl ist also sozusagen ein relativer Begriff: ein Pseudobefehl kann für einen anderen Maschinentyp durchaus ein „Realbefehl“ oder ein „Maschinenbefehl“ sein.

Das obengenannte A-2-Verfahren besteht unter anderem aus mehreren Pseudobefehlen mit je drei Adressen, während die „Univac Factronic“ nur auf einen bestimmten Ein-Adressen-Befehls-Schlüssel (C-10-Schlüssel) unmittelbar anspricht:

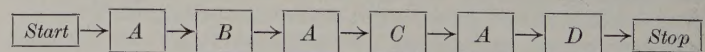
So bedeutet der Pseudobefehl $A A 0 305 472 117$, daß die in den Speicherzellen Nr. 305 und 472 gespeicherten Zahlen addiert werden sollen ($A A 0$ ist das Befehlssymbol für Addition) und das Resultat auf Nr. 117 abgelegt, d. h. gespeichert werden soll. Die drei entsprechenden Realbefehle (C-10-Code) für die „UFT“ lauten jedoch

```
BOO305 AOO472
COO117
```

und es ist nun die Aufgabe eines Kompilationsplans oder Meisterplans oder Compilers, der seinerseits natürlich in dem Realbefehlscode C-10 geschrieben ist, jene Reihe der Pseudobefehle „automatisch“ in die Reihe der Realbefehle (Maschinenbefehle) zu übersetzen. Die große praktische Bedeutung von Pseudobefehlen wird in ihrem ganzen Umfange dort offenbar, wo es sich darum handelt, komplizierte, aus vielen einzelnen Realbefehlen bestehende Rechenpläne durch einen einzigen Pseudobefehl zu ersetzen. Als Beispiel möge im A-2-Verfahren der Pseudobefehl erwähnt werden: $TSO 317 000 425$, der bedeutet, daß der Sinus des in der Zelle Nr. 317 gespeicherten Winkels berechnet werden soll mit dem in Zelle Nr. 425 zu speichernden Resultat. Eine große Anzahl einzelner Realbefehle im C-10-Schlüssel wird durch jenen einzigen Pseudobefehl ersetzt. Es ist schon aus diesem einfachen Beispiel ersichtlich, wie stark unter Umständen die Benutzung von Pseudobefehlen die effektive Programmierungsarbeit herabsetzen muß. Bei wissenschaftlichen Problemen kann auf solche Weise diese Arbeit oft auf den sechsten Teil herabgedrückt werden.

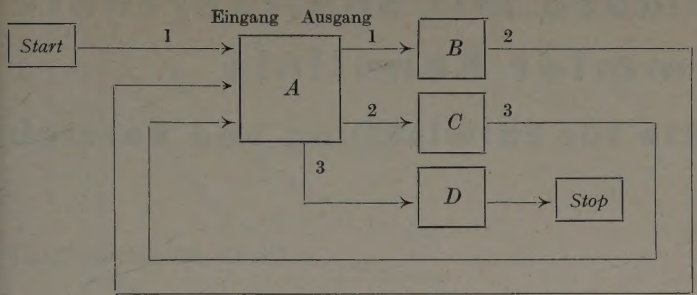
Der Gedanke, mit einem einzigen Befehl (gleichgültig, um welchen Maschinentyp und um welchen Realbefehlsschlüssel es sich handeln mag) größere, beliebig ausgedehnte Teilrechenpläne auszulösen, hat sich inzwischen zu einem wesentlichen Kernstück der automatischen Programmierung entwickelt. Die ganze Methodik knüpft in dieser Hinsicht an den Begriff des „Unterplans“ (im Gegensatz zum „Oberplan“) an:

Im folgenden Ablaufdiagramm eines maschinellen Prozesses



fällt auf, daß der Planteil A im Gegensatz zu den Planteilen B , C und D dreimal vorkommt. Stellt man sich den ganzen Plan irgendwie in einem Speicherwerk gespeichert vor, so kommen den einzelnen Realbefehlen bestimmte Adressen des Speicherwerks zu. Der Planteil A wird also eine bestimmte Anfangs- und

eine bestimmte Endadresse haben. Um diesen Umstand auch im Diagramm auszudrücken, wird man es in folgender Form zeichnen können:



Man hat einen dreimaligen Zyklus vor sich, der zwar stets beim gleichen „Eingang“ beginnt, dessen „Ausgang“ aber in allen drei Fällen zu anderen Fortsetzungen führt, das erste Mal zu **B**, das zweite Mal zu **C**, das dritte Mal zu **D**. Der Inhalt der Ausgangsadresse des „Unterplanes“ **A** muß also insofern variabel sein, als er jedesmal einen anderen „Sprungbefehl“ darstellen muß. Bevor somit der Eingang von **A** betreten wird, muß der (variable) Inhalt seines Ausgangs festgelegt werden. Daraus folgt: Der den Unterplan **A** zum Ablauf bringende einzige Pseudobefehl muß (und braucht nur zu) enthalten:

- die Festlegung des Sprungbefehls für die Ausgangsadresse und diese selbst,
- den (konstanten) Sprungbefehl in die Eingangsadresse.

Der Unterplan selbst muß bereits programmiert in einer sog. Bibliothek vorliegen, die ihrerseits z. B. auf Magnetbändern gespeichert ist und dort zum Gebrauch bereitstehen kann. Eine automatische Programmierungsmethode dieser Art — allgemein im wissenschaftlichen und im kaufmännischen Bereich verwendbar — liegt heute im sog. „general programming“ GP vor [4], deren Compiler auf die „UFT“ zugeschnitten ist, die Programmierungsarbeit für diese Maschine ganz allgemein stark vereinfacht und die hierfür aufzuwendende Arbeitszeit sehr herabsetzt. Das automatische GP-Verfahren hat bereits eine mehrjährige praktische Bewährung hinter sich.

Die Verwendung von Unterplänen in der erwähnten Art bringt notwendig eine Adressierung der Realbefehle mit sich, die man, im Gegensatz zu der „absoluten“ Adressierung der Speicherzellen der Maschine, „relativ“ nennt. Da nämlich die in der Bibliothek vorhandenen Unterpläne für Verwendung in verschiedenstem Zusammenhang bereitzustehen haben, werden sich die Adressen der einzelnen Realbefehle des Unterplans auf diesen selbst und nur auf diesen beziehen: Jeder Unterplan beginnt also zunächst mit der relativen Adresse 001. Der Kompilationsplan (Meisterplan, Compiler) hat dann neben der schon genannten Aufgabe der Unterplanverknüpfung auch die wichtige Funktion der automatischen Umrechnung der relativen Adressen in die absoluten des vorgelegten Spezialproblems. Im GP-Verfahren wird nun der Ablauf eines Unterplanes mittels des Pseudobefehls

% Name rel. Adresse

herbeigeführt, wobei unter „Name“ die symbolische Bezeichnung zu verstehen ist, unter der jener Plan alphabetisch in der Bibliothek mittels des Compilers gefunden werden kann. Im Realbefehlsschlüssel C-10 der Maschine „UFT“ andererseits wird der Sprungbefehl für die Ausgangsadresse durch den Befehl *ROO aaa* festgelegt, wobei *aaa* die drei Ziffern der absoluten Adresse des Ausgangs sind, und der Sprung in die Eingangsadresse durch *UO O eee*, wobei *eee* die drei Ziffern der absoluten Eingangsadresse des Unterplanes sind. Der Compiler hat demnach den obengenannten Pseudobefehl automatisch in das Realbefehlspaar *ROO aaa UO O eee* umzurechnen. Es ist dabei für die praktische Programmierungsarbeit von entscheidender Bedeutung, daß die Festlegung der Adressen automatisch geschieht, wodurch neben erheblichem Zeitgewinn sich auch eine starke Herabsetzung der Programmierungsfehlerwahrscheinlichkeit ergibt.

Vorausgesetzt also, daß die Unter- bzw. Teilpläne **A**, **B**, **C**, **D** im obigen Diagramm bereits mit relativen Adressen in der Bibliothek

programmiert vorhanden sind, besteht das Gesamtprogramm nur noch in dem Anschreiben folgender Pseudobefehle:

```

% A    001
% B    001
% A    001
% C    001
% A    001
% D    001
900 000 000 000 (Stop)
  
```

Die Umwandlung dieses Pseudoprogramms in das eigentliche Maschinenprogramm (Realprogramm) vollzieht die „UFT“ selbst unter der Steuerung des Compilers. Das Pseudoprogramm selbst kann in ungeänderter Form in die Bibliothek zur Benutzung in anderem Zusammenhang aufgenommen werden. Die Methode GP vereinigt die Vorzüge mehrerer anderer automatischer Programmierungsverfahren für die „UFT“ in sich, wie etwa X1 oder B0, von denen das letztgenannte Verfahren besonders für kaufmännische Aufgaben entwickelt worden ist und sich unter anderem der Wörter der englischen Sprache unmittelbar bedient. Für die Maschine IBM „701“ ist in diesem Zusammenhang noch das Verfahren PACT I zu nennen [5].

Die Entwicklung automatischer Programmierungsverfahren für die verschiedenen Maschinentypen steht heute trotz der bereits erreichten Erfolge erst am Anfang. Als Ideal erscheint das Fernziel der Schaffung einer vom speziellen Maschinentyp unabhängigen, allgemeinen und im wesentlichen rein inhaltlichen Programmierungssymbolik („Sprache“ oder „Schrift“), deren Übersetzung in den Realbefehlsschlüssel (Code) einer speziellen Maschine einem auf diese Maschine jeweils zugeschnittenen Compiler (Meisterplan) und damit der Maschine selbst überantwortet werden kann. Von diesem Endziel ist der heutige Entwicklungszustand aber noch weit entfernt.

Schrifttum

- Proc. of the Western Joint Computer Conference. New York 1956
- Thüring, B.: Die UNIVAC A-2 Compiler Methode der automatischen Programmierung. Nachr.-techn. Fachber. Bd. 4 (1956) S. 154—156
- Remington Rand Corp. (ed.): Manual of A-2-Compiler
- Research Department Remington Rand, Univac Division of Sperry Rand Corp. (ed.): Univac generalized programming, management services and operations. New York 1957. 225 S.
- J. Assoc. computing Mach. Bd. 3 (1956) Nr. 4

(eingegangen am 20. März 1957)

FUNK-TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

enthält in den Juniheften u. a. folgende Beiträge:

1. Juniheft 1957 (Nr. 11)

Service und gedruckte Schaltungen

Berichte von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1957:

Phono- u. Magnetontechnik, technische Einzelheiten neuer Fernseh-Empfänger

Das Decca-Hyperbel-Navigationsverfahren

Wobbeloszillograf

Ein Quarzfilter mit 3,3 kHz Bandbreite

Interessante Transistorschaltungen: Lichtelektrischer Drehzahlmesser, Photoelektrische Steuer- und Regelschaltungen

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhren

2. Juniheft 1957 (Nr. 12)

Fernsehversorgung durch Kleinstumsetzer

Neue Service-Geräte für die Werkstatt

Dimensionierung gegengekoppelter Verstärker mit Hilfe der logarithmischen Frequenzcharakteristiken

Amateur-Kurzwellensender „Picknick“

Ein einfaches elektronisch stabilisiertes Netzgerät mit Zenerdioden zur Erzeugung der Referenzspannung

Längstspielplatten

So arbeitet mein Fernseh-Empfänger

Von Sendern und Frequenzen · Kurznachrichten · Zeitschriftendienst

Beilagen: Bausteine der Elektronik · Einführung in die Impulstechnik

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

Fernsehkamera mit Speicherröhre mit gekrümmter Kennlinie

Gesichtspunkte für Entwicklung und Betrieb

Fortsetzung aus ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 11 (1957) Nr. 5, S. 146

DK 621.385.832:621.397.61

1.4 Grenzen der Schattengradation

Wenn man die Kennlinie einer Speicherröhre messen will, so kann dies in folgender Weise geschehen. Man deckt die Photoschicht durch Bekleben der Planplatte mit einem Stück schwarzen, lichtundurchlässigen Papiers etwa zur Hälfte ab. Im übertragenen Bild entsteht dann bei gleichmäßiger Beleuchtung der Photoschicht ein Schwarz-Weiß-Sprung. Die Lichtquelle wird in einem Abstand von etwa 30 cm von der Photoschicht in Richtung der Röhrenachse aufgestellt und so hell gewählt, daß das Vidikon vollständig ausgesteuert ist. Die Leuchtdichte auf der Photoschicht wird gleich 1 gesetzt. Dann vermindert man das Licht durch Entfernen der Lichtquelle stufenweise und bestimmt jeweils für jede Entfernung die Größe des Schwarz-Weiß-Sprungs. Für die Verminderung der Leuchtdichte auf der Photoschicht gilt das Abstandsgesetz $B = k \cdot 1/d^2$, worin d die Entfernung zwischen Photoschicht und Lampe ist. Das hinter einem linearen Verstärker abgegebene Bildsignal wird in Abhängigkeit von B aufgetragen. Bei einer derartigen Messung ist durch entsprechend geschwärzte Blenden zwischen Röhre und Lampe dafür zu sorgen, daß nur direkte Lichtstrahlung die Photoschicht erreicht. Das Ergebnis einer solchen Messung für ein Vidikon wurde bereits im Heft 7 (1956) dieser Zeitschrift, S. 182, Bild 2, wiedergegeben. Die gemessene Kennlinie gilt für große Flächen.

Leider begrenzt nun aber der Reflexionslichthof die Schattengradation in kleinen Bildflächen. Wie groß die Flächen jeweils sind, hängt vom Verhältnis der Glasdicke der vor der Photoschicht liegenden Planplatte zur Bildbreite ab. Je größer dieses Verhältnis ist, um so ungünstiger ist es. Die Schattenpartien werden grundsätzlich aufgehellt, wenn sich unmittelbar daneben helle Bildteile befinden. Ein quantitativer Überblick kann folgendermaßen ermittelt werden. Man tastet ein Bild ab, wie es Bild 9 zeigt, und oszillografiert das Bild-

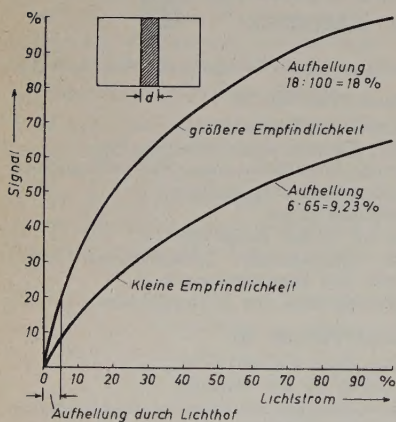


Bild 9. Aufhellung der Schatten durch Lichthof bei verschiedenen eingestellten Empfindlichkeiten für das Vidikon (verschiedene Vorspannung der Photoschicht) und gleichem maximalem Lichtstrom durch das Objekt

signal. Wenn man nun den schwarzen Teil im Bild immer schmaler macht, hebt sich das „Schwarz“ immer mehr von der Grundlinie ab. Bei einem 10% der Zeilenlänge breiten schwarzen Streifen wurde für ein RCA-Vidikon eine Abhebung bis zu 25% des Bildsignals für den Schwarz-Weiß-Sprung gemessen.

Dieser Wert gilt unmittelbar hinter einem Vorverstärker mit linearer Aussteuerungskurve. Enthält die Kamera eine Gammaregelung, so wird bei einem Gamma von 1,0 über alles, d. h. bei linearer Beziehung zwischen den Leuchtdichtewerten im aufgenommenen Objekt und

wiedergegebenen Bild, die Abhebung noch größer, da die Kennlinie über Vidikon und Verstärker zusammen in den Schatten noch steiler wird als bei Verwendung der durch das Vidikon gegebenen Kennlinie bei im übrigen linearem Verstärker. Die Wirkung des Lichthofs macht sich noch bei einer Breite des schwarzen Streifens in seiner Mitte bis nahezu zur Hälfte der Zeilenlänge bemerkbar. Für das Superikonoskop liegen die Verhältnisse günstiger, wurden jedoch noch nicht genauer untersucht.

Durch ein mit optischem Kontakt auf der Planscheibe angebrachtes Graufilter kann die Wirkung des Lichthofs vermindert werden. Ein Filter mit der Schwärzung 0,3 vermindert die Abhebung — hinter dem Vorverstärker gemessen — etwa auf die Hälfte. Dabei werden 50% des einfallenden Lichtes absorbiert. Ein Filter mit der Schwärzung 0,9 beseitigte die Abhebung des Schwarzwertes fast vollständig. Dabei werden aber 80% des Lichtes absorbiert, d. h. daß die Empfindlichkeit der Kamera auf $1/5$ zurückgeht. Dies ist bei Kamerabetrieb meist nicht tragbar. Bei Filmabtastern ließe sich allenfalls der Lichtverlust durch eine hellere Lampe ausgleichen. Allerdings könnte man so höchstens eine Lichtschwächung auf $1/3$ ausgleichen. Zur Zeit wird in deutschen Vidikon-Studio-Filmabtastern eine Lampe von 250 W benutzt und, damit Kratzer auf dem Film nicht wiedergegeben werden, mit gestreutem Licht gearbeitet, was diese hohe Wattzahl notwendig macht. Zudem ist noch eine Abblendung auf Blende 8 erforderlich, wenn die optische Schärfe ausreichend gut sein soll, was ebenfalls Lichtverlust bedeutet.

Die Größe der durch den Lichthof entstehenden Spannung ist bei konstanter Beleuchtung von der Einstellung der Empfindlichkeit beim Vidikon abhängig, da das Verhältnis Anfangs- zu Endteilheit der Kennlinie um so kleiner wird, je geringer die eingestellte Empfindlichkeit ist. Mit anderen Worten besagt dies, daß die Größe der Spannung bei konstanter Empfindlichkeit von der Größe der Aussteuerung abhängt. Die Verhältnisse sind aus Bild 9 leicht zu erkennen, in dem die Kennlinien für zwei verschiedene Empfindlichkeitseinstellungen dargestellt sind.

Grundsätzlich zeigen alle Abtaströhren, bei denen das zur Bilderzeugung ausgenutzte Licht durch eine Glasplatte geht, die geschilderten Mängel. Das gilt auch für den Lichtpunktabtaster. In den meisten Fällen kann jedoch wegen des Lichtverlustes keine Grauglas-scheibe angewendet werden.

Will man nun einen Graukeil übertragen und dessen Wiedergabe beurteilen, so hängt das Ergebnis von der Fläche der einzelnen Graustufen ab und von der Helligkeit des Umfeldes. Es sollten dieses auf jeden Fall schwarz sein und die Graufächen selbst so groß wie möglich.

In diesem Zusammenhang erscheint es angebracht, einmal zu zeigen, welcher Spannungsanstieg in einem Oszillogramm über einer linearen Zeitbasis erscheinen muß, wenn man einen Graukeil abtastet, dessen Stufen gleichen Schwärzungsabstand und gleiche Breite haben. Dies ist oft nicht klar. Fehlbeurteilungen kommen häufiger vor.

Für einen linearen Graukeil eines Kontrastes 1:100 auf der Bildröhre ergibt sich ein Spannungsverlauf, wie ihn Bild 10 zeigt. Der Spannungsverlauf wird aus dem Diagramm ermittelt, das die Leuchtdichte über der Schwärzung im linearen Maßstab darstellt (Bild 3, Nr. 5, S. 144). Wäre die Kennlinie der Bildröhre linear, so wäre der im Steuersignal erforderliche Spannungsverlauf bei linearer Zeitbasis genauso wie der Verlauf der Leuchtdichte über der Schwärzung (Bild 10). Um jetzt den Steuerspannungsverlauf zu bestimmen, muß man aus den Spannungswerten oder Leuchtdichtewerten, die zu den

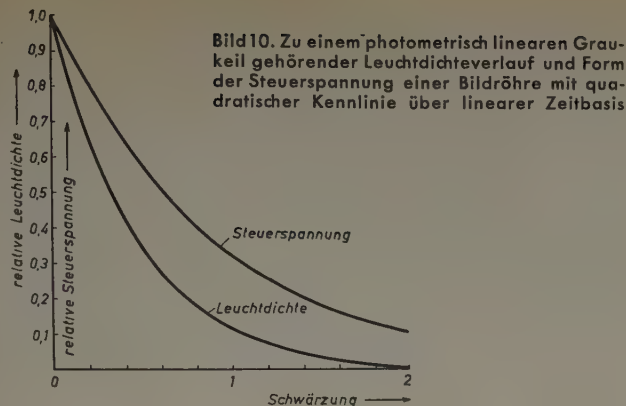


Bild 10. Zu einem photometrisch linearen Graukeil gehörender Leuchtdichte-Verlauf und Form der Steuerspannung einer Bildröhre mit quadratischer Kennlinie über linearer Zeitbasis

einzelnen Graustufen (Bild 3) gehören, die Wurzel ziehen. Es ergibt sich dann ein Spannungsverlauf, wie er im Bild 10 eingetragen ist. Das Steilheitsverhältnis zwischen Anfang und Ende beträgt etwa 1:8, die Kurve ist keineswegs linear.

Tab II. Schwärzung für linearen Spannungsanstieg

Steuerspannung [%]	10	20	30	40	50
Schwärzung	2	1,39	1,04	0,8	0,6
Steuerspannung [%]	60	70	80	90	100
Schwärzung	0,425	0,32	0,185	0,08	0

Es wäre nun sehr zweckmäßig, bei Messungen über die Optik bis zur Steuerspannung für die Bildröhre einen Graukeil zugrunde zu legen, der bei linearer Übertragung aller Helligkeitswerte einen linearen Spannungsverlauf im Steuersignal einer Bildröhre mit $\Gamma = 2$ ergibt. Ein solcher Graukeil läßt sich leicht aus Bild 3 (Nr. 5, S. 144) ermitteln. Tab. II zeigt die notwendigen Grauwerte, wenn die einzelnen Graustufen wieder gleich breit sind, d. h. jeweils in derselben Zeit abgetastet werden. Man erkennt jedoch, daß die Schwärzungsabstände in den Schatten verhältnismäßig groß sind. Deshalb empfiehlt es sich, hier noch eine Unterteilung vorzunehmen. Eine

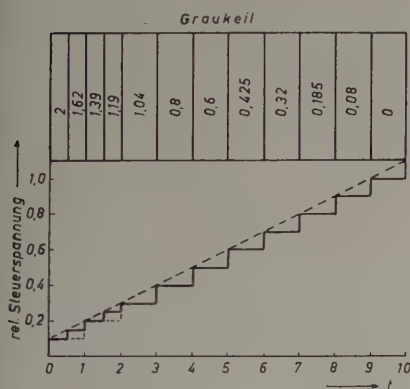


Bild 11. Zu linearem Anstieg der Steuerspannung einer Bildröhre gehöriger Graukeil

solche feinere Unterteilung bedingt jedoch, daß diese Graustufen nur in halber Breite vorgesehen werden. Bild 11 zeigt den Graukeil mit den eingezeichneten Schwärzungswerten.

1.5 Einfluß des Dunkelstroms des Vidikons bei der Gammaregelung

Auf die Wirkung des Dunkelstroms beim Vidikon sei noch kurz eingegangen. Der Austastwert für das Vidikon entspricht wegen des Dunkelstroms nicht dem Lichtstrom 0. Er liegt tiefer. Da jedoch die Stufe zur Gammaregelung auf das Potential der Austastlücke geklemmt wird, wird der vom Dunkelstrom durch die Austastung des Strahlstroms verursachte Spannungssprung bei Gammaregelung mit entzerrt, was bei Gammaregelung zu einer zusätzlichen Änderung des Schwarzwertes im Bild führt. Die Gammaregelung muß durch Regeln der Abhebung gegebenenfalls korrigiert werden.

Es erscheint schon aus diesem Grunde zweckmäßig, immer mit möglichst kleiner Signalplattenspannung zu arbeiten, um den Dunkelstrom kleinzuhalten, so daß seine Wirkung vernachlässigt werden kann.

Es wurde schließlich noch festgestellt (Messungen von G. Harkensee), daß der Dunkelstrom stark von der Temperatur der Photoschicht abhängt. Bei 15% Übertemperatur steigt er auf etwa den dreifachen Wert. Normalerweise muß man ja eine gewisse Übertemperatur zulassen. Das Bildsignal bleibt dabei praktisch von der Temperatur unbeeinflusst.

1.6 Umschaltbare Schwarzwerthaltung

Trotz der bei der Schwarzsteuerung auf den dunkelsten Punkt auftretenden Gradationsverzerrung erscheint diese vom praktischen Standpunkt aus vorteilhaft, da eine Automatik nicht an die Aufmerksamkeit des bedienenden Technikers gebunden ist. Die Schwarzsteuerung tut das automatisch, wie das oben unter 1.12 erörtert wurde. Man ist im Fernsehen jedoch stets auf Kompromisse angewiesen. Es ist jeweils zu prüfen, wie ein Nachteil, der in diesem Fall in Gradationsänderungen besteht, zu bewerten ist, wenn durch dessen Inkaufnahme ein vielleicht wichtigerer Vorteil erreicht wird. Oft kommt man erst nach längerer praktischer Erprobung im Fernsehfunk zu einem endgültigen Urteil.

Für die Schwarzsteuerung auf den dunkelsten Bildpunkt wurde eine neue Schaltung entwickelt. Bild 12 zeigt diese Schaltung. Sie ist um-

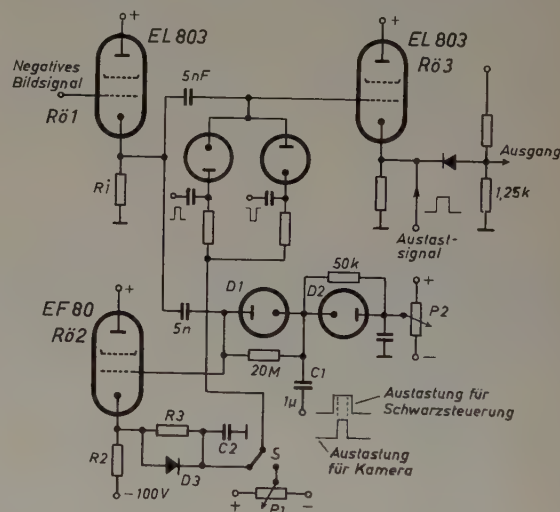


Bild 12. Schaltung zur Schwarzautomatik

schaltbar, so daß wahlweise mit Klemmschaltung auf das Potential der Austastlücke oder mit Schwarzsteuerung auf den dunkelsten Bildpunkt gearbeitet werden kann.

Die Wirkungsweise dieser etwas komplizierten Schaltung ist folgende: Sofern der Schalter S auf den Abgriff des Potentiometers P1 gelegt wird, wird die Röhre 2 auf das Rücklaufpotential geklemmt. Für den Schwarzwert im Bild, der wieder bei 10% des gesamten Aussteuerbereichs von der Schwarzschiene an gerechnet liegen soll (Kontrast 1:100), wird dann an der Katode der Röhre 2 ein ganz bestimmtes Potential erhalten.

Bei Umlegen des Schalters S an den Widerstand R3 soll erreicht werden, daß der dunkelste Bildpunkt das vorgenannte Potential annimmt. In Bild 13 ist eine Änderung der Spannung des dunkelsten Bildpunktes eingezeichnet. In dem oberen Diagramm ist Schwarz auf gleicher Höhe wie das Austastpotential. Im unteren Diagramm ist Schwarz um den Abstand $a_1 - a_2$ abgesenkt. Wenn nun an der Katode wiederum für a_2 dasselbe Potential erreicht werden soll wie vorher

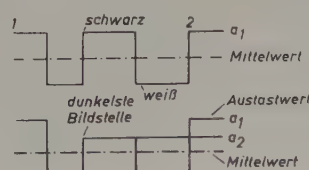


Bild 13. Zur Schwarzsteuerung auf den dunkelsten Bildpunkt

für a_1 , so muß das Potential am Gitter der Röhre 2 um den Potentialunterschied zwischen a_1 und a_2 konstant verschoben werden. Dies geschieht mit Hilfe der Diode $D 1$. Sie arbeitet aber nur während der Zeit, während der das Bildsignal vorhanden ist. Während der Austastzeit ist sie ausgetastet. Die Austastung erfolgt mit Hilfe eines besonderen über den Kondensator $C 1$ zugeführten Austastimpulses. Die Diode $D 2$ dient nur der „Schwarzsteuerung“ dieses Impulses und hat für die Funktion der Schaltung weiter keine Bedeutung. Die Diode $D 1$ schaltet nun das Potential für den dunkelsten Bildpunkt auf die an ihrer Katode liegende Vorspannung. Das Bildsignal wird außerdem der Röhre 3 zugeführt. Diese Röhre ist also durch die Diode $D 1$ schwarzgesteuert derart, daß für den dunkelsten Bildpunkt an ihrem Gitter immer das gleiche Potential erreicht wird. Bei einer Änderung ΔU des Spannungswertes für den dunkelsten Bildpunkt wird also der Strommittelwert der Röhre 3 um diesen Betrag verschoben, wenn sich dabei der Signalmittelwert nicht ändert, was an sich möglich, aber nicht gewährleistet ist. Dieser bzw. der Strommittelwert der Röhre 3 ändert sich auch bei Schwankungen der mittleren Bildhelligkeit, d. h. entsprechend dem Mittelwert des Bildsignals. Wenn man zunächst einmal von der Diode $D 3$ absieht und konstante mittlere Helligkeit im Eingangssignal voraussetzt, entsteht also am Kondensator $C 2$ eine Gleichspannungsänderung, die der Änderung ΔU des dunkelsten Punktes entspricht. Auf die jeweils an $C 2$ entstehende Gleichspannung wird das Gitter der Röhre 2 während der Austastlücken geklemmt. Dem Gitter der Röhre 2 wird daher bei einer Änderung der Spannung für den dunkelsten Bildpunkt diese Spannungsänderung mitgeteilt, d. h., die mittlere Spannung am Gitter der Röhre 2 wird sich um den Wert, um den sich die Spannung für den dunkelsten Bildpunkt verändert hat, auch verändern.

Wenn nun aber die Spannung für den dunkelsten Punkt konstant bleibt und sich nur der Mittelwert des Bildsignals z. B. dadurch ändert, daß die Verteilung zwischen Licht und Schatten anders wird, so wird sich das Potential am Gitter der Röhre 2, auf das geklemmt wird, auch ändern. Es ändert sich also aus zwei Gründen:

- 1) wenn der Spannungswert für den dunkelsten Bildpunkt sich ändert;
- 2) wenn die Spannung für den dunkelsten Bildpunkt konstant bleibt, aber der Mittelwert des Bildsignals sich ändert.

Für die zweite Änderung muß daher eine Kompensation geschaffen werden, da sich ja die Vorspannung der Röhre 2 nur dann ändern soll, wenn der dunkelste Bildpunkt seinen Spannungswert ändert.

Der Kompensation der Mittelwertänderung dient die Diode $D 3$. Mittels der Diode $D 3$ wird das an $R 2$ entstehende Bildsignal, das die gleiche Größe hat wie das an $R 1$ entstehende Bildsignal, da der Verstärkungsgrad der Katodenverstärkerstufe 3 infolge eines großen Katodenwiderstands praktisch gleich 1 ist, gleichgerichtet. Die Polarität der Diode $D 3$ ist so getroffen, daß an $C 2$ eine mittlere Gleichspannung entsteht, die wieder dem Mittelwert des Bildsignals proportional ist, aber der ohne in der Diode $D 3$ vorhandenen Gleichspannung entgegengesetzt ist. Die an $C 2$ erscheinende Gleichspannungsänderung des Mittelwertes des Röhrenstromes bei konstanten Werten für Schwarz und Weiß wird also durch die durch $D 3$ erzeugte Gleichspannung vollständig kompensiert. Es bleibt also nur die durch Änderung des dunkelsten Bildpunktes entstehende Potentialverschiebung übrig. Damit ist die der Schaltung gestellte Bedingung erfüllt.

2. Ausgleich für verschiedene Kamerakabellängen

Der Kamera werden gegenüber der Austastlücke vorlaufende Impulse zugeführt, deren Vorlauf entsprechend der Kabellänge eingestellt wird. Der Frequenzgang wird durch Umschaltung der Zeitkonstante im Katodenkreis einer Röhre jeweils angepaßt. Die Netzspannung für den Heiztransformator der Kamera wird in drei Stufen geschaltet, was ausreichend ist, da man hier größere prozentuale Toleranzen zulassen kann als beim Kabellaufzeitausgleich. Da das Vertikalablenkgerät im Verstärkerkoffer untergebracht ist und demzufolge das Kabel mit seinem ohmschen Widerstand unmittelbar im Ablenkstromkreis liegt, muß durch an- und abschaltbare Widerstände im Stromkreis dafür gesorgt werden, daß unabhängig von der Kabellänge die Zeitkonstante im Ablenkkreis konstant bleibt. Dadurch wird eine stets einwandfreie Linearität der Vertikalablenkung gewährleistet. Dies alles gehört zum Kabellängenausgleich.

Das Vorhandensein elektronisch geregelter Netzgeräte ist selbstverständlich, wie bei allen Studiogeräten, unerlässlich.

3. Der gesamte Verstärkerzug

Wie schon aus dem oben Erörterten hervorgeht, ist es nicht gleichgültig, wie, d. h. in welcher Reihenfolge, man die einzelnen Stufen des Verstärkers zusammenschaltet.

Der Vorverstärker hat die Aufgabe, das an sich kleine Kameraröhrensignal auf einen zur Weiterverstärkung geeigneten Wert von wenigstens 0,1 V zu verstärken. Es ist sinnvoll, nach weiterer Verstärkung auf etwa 2 V zunächst die Gammavorentzerrung durchzuführen, wobei die Aussteuerung der Kameraröhre und die der Entzerrungsstufe eine unveränderliche, ganz bestimmte Beziehung zueinander haben müssen, wie in Abschnitt 1.3 auseinander gesetzt wurde. Nun folgen die Aperturkorrektur, dann die Verstärkungsregelung, die Gammaregelung, die umschaltbare Schwarzwerthaltung und schließlich die Verstärkeraustastung. Bild 14 zeigt das Blockbild des Kamerasuges.

In den Zug werden zweckmäßigerweise zwei Begrenzer eingebaut. Der erste liegt vor der Stufe zur Gammaregelung und hat die Aufgabe, ihre Übersteuerung zu verhindern, wenn bei eingepegelter Kamera die Leuchtdichte im Objekt z. B. beim Schwenken der Kamera stark ansteigt. Durch diesen Begrenzer wird sehr schönes Fahnenziehen infolge Übersteuerung einzelner Stufen mit Sicherheit verhindert. Der zweite Begrenzer ist auf einen bestimmten Ausgangspegel für Weiß einstellbar und hinter der Stufe zur Verstärkeraustastung angebracht. Er soll die Übersteuerung nachfolgender Verstärker der Übertragungsanlage mit Sicherheit verhindern.

Die geschilderte Verstärkertechnik wird zur Zeit in einer Vidikonkamera angewendet und ist auch für das Superikonoskop vorgesehen. Auch da bietet die Gammaregelung besondere Vorteile, insbesondere bei Außenaufnahmen, wo bei Blende 2 und einer Tageslichtbeleuchtung von 300 lx noch gute Bilder erhalten werden. Gerade wegen ihrer Anpassungsfähigkeit an den Kontrast im aufzunehmenden Objekt erscheint eine solche Kamera zur Reportage besonders geeignet. Bei Kunstlicht ist allerdings die Superorthikonkamera wegen ihrer höheren Empfindlichkeit bei Verzicht auf gute Gradation überlegen.

4. Definition der Empfindlichkeit einer Fernsehkamera

Es erscheint hier angebracht, einmal die übliche Definition der Empfindlichkeit einer Kameraröhre (Angabe des Lichtstroms für ein weißes Bild) kritisch zu betrachten. Empfindlichkeiten von verschiedenen Abtastrohren kann man nur vergleichen, wenn man gleiche Bedingungen für das Abbild auf der Photoschicht zugrunde legt, wobei die optimale Aussteuerung der Kennlinien jeweils vorausgesetzt wird. Gleiche Bedingungen bedeuten gleichen Kontrast und bei gleichem Bildwinkel gleiche Schärfentiefe. Letztere ist bei gegebener Blende durch das Format des Abbildes bestimmt. Da die Bildfläche bei dem Vidikon nur halb so groß ist wie bei dem Superikonoskop, erhält man die gleiche Schärfentiefe bei dem Superikonoskop mit Blende 2,8 wie bei dem Vidikon mit Blende 2. Hinsichtlich des Kontrastes lassen sich die beiden Kameraröhren unmittelbar vergleichen, so daß eine Angabe des Lichtstroms für ein rein weißes Bild als Maß für die Empfindlichkeit sinnvoll ist. Voraussetzung ist allerdings noch, daß der Vergleich bei einer Beleuchtung gleicher Farbtemperatur gemacht wird. Es ist durchaus möglich, daß eine Kameraröhre bei Tageslicht empfindlicher erscheint als die andere und daß es bei Kunstlicht umgekehrt ist.

Bei dem Superorthikon der RCA liegen die Verhältnisse anders. Der für die Szene optimale Kontrast ist nur 1:10. Um diesen einzuhalten, muß man die Schatten der Szene zusätzlich aufhellen, wozu eine beträchtliche Lichtleistung, die nicht zu vernachlässigen ist, notwendig wird. Bei Verwendung des Superikonoskops ist dies nicht in gleichem Maße notwendig. Würde man nur, wie meist üblich, den Lichtstrom für Weiß zur vollen Aussteuerung der Kennlinien vergleichen, so würde das Superorthikon zu gut abschneiden. Am besten ist es, wenn man jeweils bei solcher Abbildung der Optik, daß gleiche Schärfentiefe bei gleichem Bildwinkel erreicht wird, die für richtige Ausleuchtung notwendige Leistung in kW für die Beleuchtungseinrichtung des Studios vergleicht. Wird der für eine Kameraröhre zulässige Kontrast im Objekt überschritten, so muß dies zwangsläufig zu unbefriedigenden Bildern führen. Es bleibt im Studio gar nichts anderes übrig, als innerhalb des von der Kameraröhre verarbeitbaren Kontrastes eine dem Künstler wirkungsvoll erscheinende Beleuchtung einzurichten. Es muß davon abgeraten werden, besondere Effekte durch willkürliche Absenkung der Abhebung im Kamerverstärker

machen zu wollen. Das führt meist zu schlechten Bildern auf dem Bildschirm, die zudem unnatürlich wirken.

Die Fernsehübertragung hat entsprechend dem derzeitigen Stand der Technik ihre Grenzen, an die sich der Künstler halten muß, wenn er nicht schlechte Kritik ernten will. Der deutsche Fernsehrundfunk hat oft genug gezeigt, welche ausgezeichnete Bildwirkung sowohl bei Verwendung des Superikonoskops als auch des Superorthikons im Studio auf einem wirklich guten Heimempfänger mit einwandfreier Schwarzpegelhaltung zu erreichen ist. Es sei hier an die Aufführungen „Das kalte Licht“ (Superikonoskop) und „Die Entführung aus dem Serail“ (Superorthikon) unter vielen anderen erinnert. Ebenso hat man aber auch schon erkennen können, was man einer Fernsehkamera nicht zumuten darf. Es erweist sich immer wieder als das beste Bildübertragungsverfahren, eine für das Auge lineare Übertragung aller Graustufen in dem in Abschnitt 1 (Nr. 5, S. 143,) erörterten Sinne anzustreben. Dabei sollten die Bilder nicht zu große dunkle Flächen enthalten.

5. Ablenktechnik

Die Ablenkgeräte sind normal auszuführen. Das Horizontalgerät wird zweckmäßigerweise in die Kamera eingebaut, da eine Zuführung des Ablenkstromes über das Kabel nicht einfach ist. Dagegen kann das Vertikalablenkgerät im Verstärkerkoffer untergebracht werden, wie dies bei der Vidikonkamera der *Fernseh GmbH* der Fall ist.

Bekanntlich steigt bei einer Speicherröhre das Bildsignal mit wachsender Abtastgeschwindigkeit an. Der Strom I eines Kondensators ist, wenn dieser entladen wird, $I = dQ/dt$, also um so größer, je kleiner die Zeit ist, in der die Ladung dQ transportiert wird. Es ist daher besonderer Wert auf einwandfreie Linearität der Ablenkung zu legen. Dies gilt besonders für das Vidikon, wenn die an sich für Weiß schon unterschiedliche Größe des Bildsignals bei konstanter Beleuchtung der Photoschicht nicht noch unterschiedlicher werden soll.

6. Betriebseinstellungen des Vidikons

6.1 Regelung des von der Kameraröhre abgegebenen Bildsignals

Das Vidikon ist eine Röhre, bei der für einen einmal eingestellten Strahlstrom ein ganz bestimmter Maximalpegel des Lichts eingehalten werden muß. Das Licht muß daher, wenn man nicht auch den Strahlstrom regeln will, konstantgehalten werden. Allgemeiner kann man sagen, daß die für jeden Schwarz-Weiß-Sprung umzuladende Elektrizitätsmenge konstant gehalten werden soll. Dazu gibt es ja außer der Möglichkeit der Lichtregelung noch die der Regelung der Vorspannung der Signalplatte. Die Lichtregelung verbürgt eine jederzeit unveränderte Gradation und unverändertes Nachziehen. Man wird dann jeweils den Lichtwert so wählen müssen, daß das Nachziehen für den entsprechenden Zweck genügend klein ist, bei Filmabtastung z. B. etwa 1500 lx für Weiß auf der Photoschicht.

Bei Kamerabetrieb sollte man stets mit der kleinstmöglichen Signalplattenspannung arbeiten und die Objektivblende nur so weit schließen, wie es die Schärfentiefe unbedingt verlangt. Es erscheint mit Rücksicht auf genügend geringes Nachziehen, z. B. zur Übertragung der Ansage, von Vorteil, bei Blende 2 im Studiobetrieb die gleiche Beleuchtung aufzuwenden wie für das Superikonoskop bei Blende 2,8, also etwa 2000 lx. Handelt es sich jedoch nur um die Übertragung ruhender Gegenstände, wie z. B. einer Uhr, so kann man auch mit geringerem Licht bei höherer Signalplattenvorspannung arbeiten.

Es gibt noch einen weiteren Grund, die Spannung an der Signalelektrode so klein wie möglich zu halten. Die Gleichmäßigkeit des Bildsignals ist um so besser, je kleiner diese Spannung ist. Insbesondere wenn man sich dem Dunkelstrom von 0,02 µA nähert, tritt oft

eine unschöne Eckenaufhellung auf, die sich auch durch zum Bildsignal additiv eingeführte Fremdsignale (Sägezahn oder Parabel) in horizontaler und vertikaler Richtung nicht kompensieren läßt. Dazu wären umfangreichere und komplizierte Schaltungen erforderlich.

Da bisher die Vidikonkamera im Studio nur zur Aufnahme von Vorlagen geringer Ausdehnung, z. B. Ansager, Uhr oder dgl. verwendet werden kann, ist eine Beleuchtung von 1500...2000 lx mit geringer Scheinwerferleistung leicht zu erreichen. Für Außenaufnahmen kann die Vidikonkamera bei sonnigem Wetter im Sommer bei großer Blende ($f:2$) oberhalb einer Beleuchtung von 20000 lx, ohne daß störendes Nachziehen eintritt, verwendet werden. Sie hat dann alle Vorteile des Superikonoskops und gibt wesentlich bessere Bilder als das Superorthikon. Ihr besonderer Vorteil ist dann, daß sie große Kontraste verarbeiten kann.

6.2 Einpegeln des Verstärkers

Um den verlangten Störabstand von wenigstens 20 dB (auf Spitzenwert des Schrots bezogen) bei voller Aperturkorrektur zu erreichen, muß die Kennlinie des Vidikons ausgesteuert sein. Zur Kontrolle ist es zweckmäßig, ein Eichsignal im Verstärker einzubauen, das dem Eingang des Hauptverstärkers zugeführt werden kann. Die Verstärkung ist dann so einzustellen, daß der genormte Ausgangspegel für Weiß erreicht wird. Die Größe des Eichsignals entspricht bei der richtigen Ausgangssignalstromgröße des Vidikons der des Bildsignals am Ausgang des Vorverstärkers.

Die Anlage der *Fernseh GmbH* ist so ausgeführt, daß bei dieser Einpegelung des Verstärkers noch etwa vierfache Verstärkungsreserve vorhanden ist. Der Lichtstrom kann dann unter Verzicht auf Störabstand etwa um den Faktor 10 vermindert werden. Die Reserve gestattet dabei noch eine volle Aussteuerung des Verstärkers, so daß mit einer Beleuchtung von 200...300 lx bei Blende 2 noch Bilder übertragen werden können. Die Reserve läßt sich auch so ausnutzen, daß bei verminderter Signalplattenspannung und dadurch geringerem Nachziehen Bilder bei geringerem Störabstand übertragen werden. Welchen Betrieb man wählt, hängt von den gegebenen Umständen ab.



Bild 15.
Vidikon-Kameraanlage mit Filmabtasterschrank

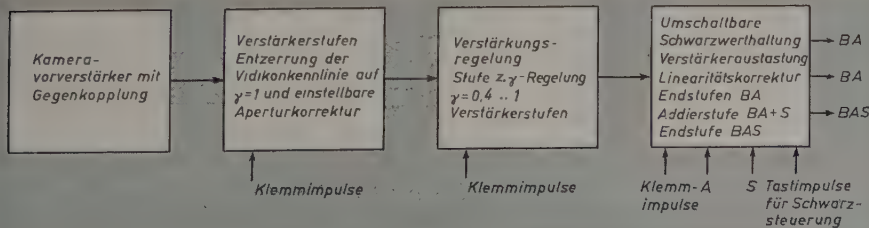


Bild 14. Blockbild einer Vidikon-Kameraanlage



Bild 16. Schirmbilder einer Kameraanlage mit Superikonoskop
a) γ über alles = 1
b) γ über alles = 1,3

Für Kamerabetrieb gelten also folgende Empfehlungen:

- 1) Blende so groß machen, wie mit Rücksicht auf die Schärfentiefe möglich!
- 2) Bei normaler, mit Eichsignal eingestellter Verstärkung für ein Bildsignal von $0,35 \dots 0,4 \mu\text{A}$ die Vorspannung der Signalplatte so einstellen, daß der Verstärker ausgesteuert wird! Zuviel Licht wird man so auch bei Außenaufnahmen niemals der Photoschicht zumuten. Ihre Beleuchtung kann bis 2500 lx betragen. Das entspricht einer Außenbeleuchtung von etwa 50000 lx bei Blende 2.
- 3) Falls geringerer Störabstand zulässig ist oder das Licht bei offener Blende nicht mehr reicht, Verstärkung erhöhen und gegebenenfalls Signalplattenspannung verringern, falls bei ausreichendem Licht geringeres Nachziehen erwünscht ist.
- 4) Kontrastunterschiede im Objekt mit dem Gammaregler ausgleichen.

Für Filmbetrieb wird man, da immer genügend Licht zur Verfügung steht, etwas anders vorgehen. Der Filmprojektor ist am besten so auszuglegen, daß eine für verschwindend kleines Nachziehen notwendige Beleuchtung auf der Photoschicht bei einer Lichterschwärzung des Films von 1,2 erreicht wird, wenn die Projektionslampe (z. B. 250 W) voll brennt. Bei einer Lichterschwärzung im Film von 0,2 wird dann ein viel zu großer Lichtpegel erreicht, der der Photoschicht unzutraglich ist. Wollte man jetzt die Spannung der Photoschicht (Signalelektrode) so weit heruntersetzen, daß das richtige Bildsignal abgegeben wird ($0,35 \mu\text{A}$), so wäre die Gradation in den Lichtern zu flach. Es bleibt also vor allem, um Gradationsänderungen und Überlastungen der Photoschicht zu vermeiden, nichts anderes übrig, als das Licht selbst zu regeln, was bei schwankender Dichte des Films bei

der Abtastung mit großer Sorgfalt geschehen muß. Es wäre hier ganz falsch, die Verstärkung zu regeln, um größere Lichtunterschiede auszugleichen. Dann müßte der Strahlstrom jeweils mitgeregelt werden.

Für Filmabtasterbetrieb empfiehlt sich also folgende Einstellung:

- 1) Einpegeln des Verstärkers mit dem Eichsignal bei $\text{Gamma} = 0,5$ im Verstärker.
- 2) Einstellen der Signalplattenspannung auf einen festen Wert, bei dem ein Dunkelstrom von etwa $0,005 \mu\text{A}$ bei einer Temperatur von 20°C erreicht wird.
- 3) Bei praktisch unverändert gelassener Verstärkung Aussteuerung nur mit dem Lichtregler vornehmen.
- 4) Kontrastunterschiede im Film in erster Linie mit dem Gamma-regler ausgleichen

Es ist selbstverständlich, daß man kleine Korrekturen von $10 \dots 20\%$ des Schwarz-Weiß-Sprungs auch mit dem Verstärkungsregler vornehmen kann und gelegentlich auch die Schwarzabhebung etwas wird ändern müssen. Man muß jedoch darauf achten, daß man sich von den normalen Einstellungen nicht wesentlich entfernt. Von Zeit zu Zeit sollte der Normalpegel in einer Sendepause eingeblendet und so die richtige Einstellung kontrolliert werden.

Eine nach den hier erörterten Gesichtspunkten entwickelte Kameraanlage, die für Studiogebrauch und zur Filmabtastung geeignet ist, zeigt Bild 15 auf einem Filmabtasterschrank. Im Bild 16 ist die Aufnahme je eines Schirmbildes mit $\text{Gamma} = 0,5$ und $\text{Gamma} = 0,8$ im Verstärker wiedergegeben. Die Bilder wurden mittels einer Kamera mit Superikonoskop übertragen, die von der beschriebenen Verstärkerteknik Gebrauch macht.

(eingegangen am 21. Dez. 1956)

PERSÖNLICHES

Auszeichnung für Professor Dr. Werner Nestel

Wegen seiner Verdienste um die Beratung beim Aufbau des finnischen UKW-Rundfunks wurde der frühere Direktor der NWDR-Zentraltechnik, das Vorstandsmitglied der Telefunken-Gesellschaft Prof. Dr. Werner Nestel, mit dem Ritterorden der Finnischen Weißen Rose ausgezeichnet. Prof. Dr. Nestel ist einer der wenigen Deutschen, denen nach dem Kriege diese hohe Auszeichnung verliehen worden ist.

Dr.-Ing. habil. Fritz Winckel zum apl. Professor ernannt

Am 17. April 1957 wurde Dr.-Ing. habil. Fritz Winckel zum außerplanmäßigen Professor an der Technischen Universität Berlin ernannt. F. Winckel wurde am 20. 6. 1907 in Bregenz geboren und studierte von 1927 bis 1932 an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg Elektrotechnik. Schon damals galt seine besondere Liebe der Akustik und vor allem auch der elektronischen Musik. Für den jungen Diplomingenieur war es deshalb besonders reizvoll, im Rahmen eines Forschungsauftrages als Mitarbeiter von Professor Nernst an der Entwicklung des Neo-Bechstein-Flügels mitarbeiten zu können. Die nächsten Jahre seines beruflichen Lebensweges waren dann wieder der reinen Technik gewidmet. Von 1934 bis 1937 galt seine Arbeit der Entwicklung von Meßgeräten und automatischen Steuerungen bei der Deutschen Versuchsanstalt für Luftfahrt in Berlin-Adlershof; sie wurde dann bis Kriegsende beim Siemens-

Luftfahrt-Gerätewerk fortgesetzt, wo er zunächst als Abteilungsleiter für die Entwicklung von Kreiselgeräten und automatischen Steuerungen, ab 1939 als Direktionsassistent und ab 1943 als selbständiger Leiter von verlagerten Entwicklungsbetrieben des Hauses Siemens tätig war. Zahlreiche Patentanmeldungen aus diesem Zeitraum legen Zeugnis von seinem Schaffen ab. Nach Kriegsende war Winckel zunächst freiberuflich und ab 1949 als Assistent am Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik an der TU Berlin tätig. 1950 promovierte er zum Doktoringenieur und konnte sich schon am 14. November 1951 mit der Arbeit „Über die Schwankungserscheinungen in Musik und Sprache“ habilitieren. Seit dem 1. Dezember 1953 leitet Winckel die Tonmeister-Ausbildung an der TU Berlin und hält Vorlesungen über Studientechnik, über die naturwissenschaftlichen Grundlagen von Sprache und Musik sowie über die physikalischen Grundlagen von Stimme und Gehör.

Zahlreiche Veröffentlichungen in in- und ausländischen Fachzeitschriften haben den Namen Winckel in der Fachwelt ebenso bekannt gemacht wie seine Vorträge im In- und Ausland. So gehört er beispielsweise als ständiger Teilnehmer und Vortragender zu dem Kreis um Professor Scherchen, Gravesano. Vom Außeninstitut der TU Berlin veranstaltete Vortragsreihen hat er im Auftrag des Instituts zusammengestellt und bearbeitet, so beispielsweise das im Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, erschienene Buch „Klangstruktur der Musik“. Er ist jetzt auch Mitarbeiter von Professor Scharoun, Berlin. In diesem Jahr wurde er dabei als akustischer Vorprüfer für den geplanten Neubau der Berliner Philharmonie auch in der breiten Öffentlichkeit bekannt.

Übertragungseigenschaften und Dimensionierung von Video-Endstufen

1. Allgemeine Anforderungen

1.1 Definitionen

Es sollen in Anlehnung an die Bezeichnungen der Nachrichtentechnik folgende Bezeichnungen und Definitionen verwendet und nachstehend kurz erläutert werden.

Im allgemeinen (außer bei Allpässen) ist eine Dämpfungsverzerrung $A = g(f)$ (Amplitudenänderung) mit einer Phasenverzerrung ver-

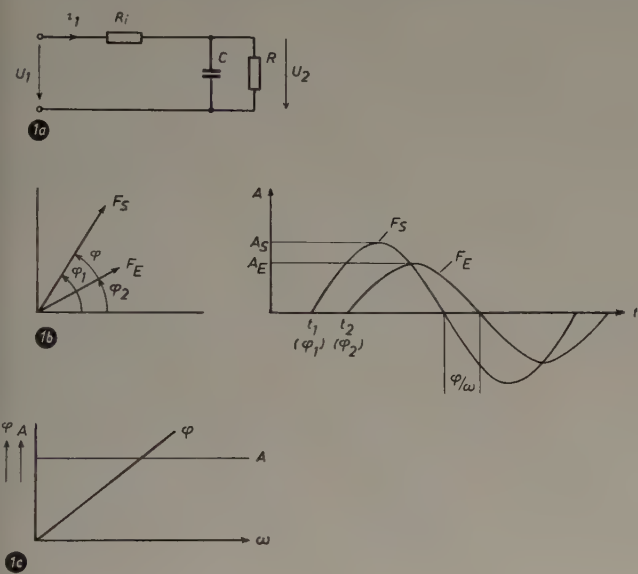


Bild 1. a) Allgemeiner Fall eines RC-Gliedes unter Berücksichtigung von R_i (Amplitudenverlauf siehe Bilder 6 und 7); b) beliebige Sende- und Empfangsfunktion unter Berücksichtigung der Amplituden und Phasen; c) Übertragungsfaktor und Übertragungswinkel als Funktion der Kreisfrequenz

bunden, denn bei einem einfachen Fall (Bild 1a) ist beispielsweise

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R_i + R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_i \cdot R}{R_i + R} \cdot C} \quad (1)$$

Es ist nämlich

$$i_1 = \frac{U_1}{R_i + \frac{1}{\frac{R \cdot j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}}}} = U_1 \cdot \frac{1 + j\omega RC}{(R_i + R) \left(1 + j\omega \frac{R_i \cdot R}{R_i + R} \cdot C \right)}$$
$$U_2 = i_1 \cdot \frac{R \cdot j\omega C}{R + \frac{1}{j\omega C}} = U_1 \cdot \frac{R}{R_i + R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_i \cdot R}{R_i + R} \cdot C}$$
$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{R}{R_i + R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \frac{R_i^2 \cdot R^2}{(R_i + R)^2} \cdot C^2}}; \varphi = \arctan -\omega \frac{R_i \cdot R}{R_i + R} \cdot C$$

Für $R_i \gg R$ wird

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| \approx \frac{R}{R_i} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 \cdot C^2}} \quad \varphi \approx \arctan -\omega RC$$

und für $R_i = R$

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \frac{R^2}{4} \cdot C^2}} \quad \varphi = \arctan -\omega \frac{R}{2} \cdot C$$

Die Phasenverschiebung zwischen U_1 und U_2 ist also

$$\varphi = \arctan -\omega \frac{R_i \cdot R}{R_i + R} \cdot C$$

Die weiterhin verwendeten Bezeichnungen sind (Bild 1b): F_S = Sendefunktion = $A_S (\sin \omega t + \varphi_1)$, F_E = Empfangsfunktion =

$A_E (\sin \omega t + \varphi_1 - \varphi)$, A = Übertragungsfaktor = $\frac{A_E}{A_S}$, A_S = Maxi-

malamplitude der Sendefunktion, A_E = Maximalamplitude der Empfangsfunktion, φ = Übertragungswinkel = $\varphi_1 - \varphi_2$, T = Anstiegszeit $\cong 10 \dots 90\%$ der Amplitude eines Impulses (nach Standards on Television. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 38 (1950) Nr. 11, S. 1258). A und φ lassen sich zusammenfassen in einem komplexen Übertragungsfaktor

$$\mathfrak{A} = A \cdot e^{-j\varphi} \quad (2)$$

Sind bei zwei verschiedenen Übertragungssystemen der Übertragungsfaktor und der Übertragungswinkel im ganzen Frequenzbereich gleich, dann ist bei beliebigen Sendefunktionen auch ihr Verhalten gleich.

Für eine „ideale Übertragung“ ist $A = 1$ und $\varphi = 0$. Für eine „verzerrungsfreie Übertragung“ muß sein (Bild 1c)

$$A_E = A \cdot A_S = \text{const}; \quad \frac{\varphi}{\omega} = t_{ph} = \text{const}$$

d. h., $\varphi = f(\omega)$ stellt eine Gerade dar, die durch Null geht (t_{ph} = Laufzeit oder Phasenlaufzeit des Übertragungssystems = $\frac{\varphi}{\omega}$). Die

Gruppenlaufzeit ist als die Zeit definiert, die eine schmale Frequenzgruppe zum Durchlaufen eines Verstärkers benötigt. Da beim Fernsehen fast ausschließlich Impulse den Nachrichteninhalt übertragen,

interessiert in erster Linie die Gruppenlaufzeit $t_g = \frac{d\varphi}{d\omega}$ und weniger

der Übertragungswinkel oder die Phasenlaufzeit, da bei der Übertragung von Impulsen die Laufzeit von Frequenzgruppen die Impulsform stark beeinflusst.

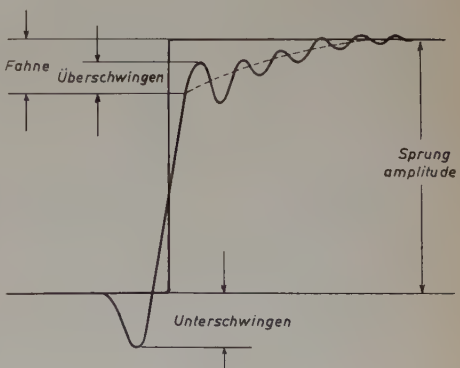


Bild 2. Definition der Begriffe Unterschwingen, Überschwingen und Fahne im Einschwingoszillogramm

1.2 Gesichtspunkte zur Beurteilung der Arbeitsweise von Videoverstärkern

Bei der Dimensionierung von Videostufen sind nicht nur die in den vorangegangenen Teilen dieser Aufsatzreihe [1, 2] angeführten Gesichtspunkte zu berücksichtigen, sondern es sind weiterhin die Übertragungseigenschaften in Abhängigkeit von der Frequenz festzulegen.

Die bei Phasen- oder Gruppenlaufzeitverzerrungen $\left(t_{ph} = \frac{\varphi}{\omega} \neq \text{const}; t_g = \frac{d\varphi}{d\omega} \neq \text{const}\right)$ beim Fernsehen auftretenden Bildfehler sind bereits häufig beschrieben worden [3, 4, 5, 6]; es sei deshalb hier nicht näher darauf eingegangen. An scharfen Hell-Dunkel-Übergängen können

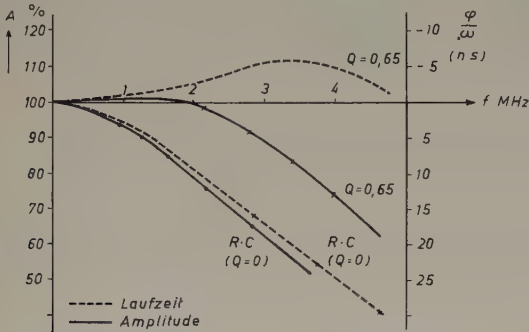


Bild 3. Verlauf der Amplitude — und der Laufzeit — in Abhängigkeit von der Frequenz (Q = Parameter).

bei Laufzeitverzerrungen doppelte oder mehrfache Kanten oder auch Fahnen im Bild auftreten (Bild 2). Deshalb müssen im gesamten Übertragungssystem, also von der Kamera bis zur Empfangsbildröhre, Laufzeitänderungen vermieden werden. Für die verzerrungsfreie Übertragung kann das Bildsignal zwar erst nach einer Laufzeit t_1 auf dem Bildschirm des Empfängers erscheinen, t_1 muß aber konstant und frequenzunabhängig sein. Laufzeitänderungen sind in erster Linie mit einem starken Amplitudenabfall (Bild 3) an den Grenzen des Übertragungsbereiches verbunden.

Nach der Bayard-Bode-Relation [7, 8] ist einem bestimmten Amplitudenverlauf eindeutig ein definierter Verlauf der Gruppenlaufzeit zugeordnet. Voraussetzung ist, daß im Übertragungsweg keine Brückenglieder verwendet werden, die Schaltung also „allpaßfrei“ ist. (Allpässe sind Glieder, die alle Frequenzen ungeändert in ihrer Amplitude übertragen und nur die Phase beeinflussen.)

Laufzeitkorrekturen führt man häufig mit Allpässen, meistens in Form von Brücken- oder Kreuzgliedern, durch. Außer den Laufzeitverzerrungen bei scharfen Amplitudenabfällen im Übertragungsweg ergeben sich bei der Einseitenbandübertragung noch weitere Laufzeitverzerrungen.

Für die Übertragung eines Bildsignals ist es gleichgültig, an welcher Stelle des gesamten Übertragungsweges Sender plus Empfänger die Laufzeitkorrektur zur Linearisierung der Laufzeit über den gewünschten Übertragungsbereich durchgeführt wird. Von den verschiedenen Möglichkeiten, die Laufzeitfehler zu korrigieren, nutzt man praktisch beim Fernsehen zwei Möglichkeiten aus:

- a) Die Laufzeitfehler des Senders werden im Übertragungsweg des Senders selbst beseitigt, so daß die gewünschte konstante Amplituden- und Laufzeitcharakteristik des Senders entsteht. Soll über den gesamten Übertragungsweg die geforderte Amplituden- und Laufzeitcharakteristik vorhanden sein, dann müssen auch die Laufzeitfehler des Empfängers im Empfänger selbst korrigiert werden. Das heißt, es wird dem klassischen Grundsatz der Nachrichtentechnik entsprochen, daß jedes Glied einer Nachrichtenübermittlungskette kleinstmögliche Abweichungen von den insgesamt geforderten Eigenschaften haben soll.
- b) Wegen der Einseitenbandübertragung nach Nyquist und wegen der Trennschärforderungen ist für den Übertragungsweg Sender plus Empfänger ein Amplitudenverlauf vorgeschrieben, der, wie bereits erwähnt, Laufzeitänderungen im Übertragungsbereich zur Folge hat. Wird nun für den Empfänger ein Amplitudenverlauf vor-

geschrieben und sichergestellt, daß dieser Amplitudencharakteristik ein definiert abhängiges Verhalten der Laufzeit zugeordnet ist (d. h. keine Verwendung von Allpässen), dann kann man die Laufzeitfehler des gesamten Übertragungsweges beim Sender korrigieren. Es sind dann also der Laufzeitverlauf des Senders und der des Empfängers allein nicht linear.

Beide Möglichkeiten werden in der Praxis verwendet. Auf Grund von Untersuchungen des NWDR, z. B. [9, 10, 11, 12], wird seit Jahren in der Bundesrepublik der Laufzeitausgleich nach b) durchgeführt. Die gesamte Laufzeitkorrektur erfolgt auf der Senderseite. Dem Empfänger ist eine eng tolerierte Amplitudenkurve vorgeschrieben (Bild 4), wobei sichergestellt sein muß, daß die Schaltung des Empfängers allpaßfrei ist, da sonst die Verknüpfung zwischen Amplituden- und Laufzeitverlauf (Bayard-Bode-Relation) nicht gegeben ist. Der Bau eines Empfängers mit derart vorgeschriebenem Amplitudenverlauf ist relativ einfach, da nur der Amplitudenverlauf zu kontrollieren ist. Man hat also den Aufwand für die Laufzeitkorrektur von der Empfängerseite auf die Senderseite verlegt. Das gestattet die Herstellung billigerer Fernsehempfänger, wobei der Verlauf der Gruppenlaufzeit über den gesamten Übertragungsweg im Übertragungsbereich trotzdem etwa konstant ist.

In anderen europäischen Ländern führt man zum größeren Teil den Laufzeitausgleich nach a) durch. Bei der Entwicklung derartiger „phasenlinearer Empfänger“ muß der Verlauf der Amplitude (wegen der Erfüllung der Trennschärforderung) und der Laufzeit kontrolliert werden. Zur Korrektur von Laufzeitfehlern kann man im Gegensatz zu b) Allpässe verwenden. Ausführliche Vorschläge zum Bau phasenlinearer Empfänger machte van Weel [5]. Andererseits wird die Phasenvorverzerrung schon seit langer Zeit bei Fernsehsendern in den USA benutzt; eine Norm gibt es dort allerdings nicht.

Bei der Dimensionierung von Videoverstärkern sind also die unter a) oder b) angeführten Gesichtspunkte zu berücksichtigen. Die dort aufgestellten Forderungen beziehen sich auf den gesamten Empfänger und geben noch keinen Anhaltspunkt für die Anforderungen an den Videoverstärker. Wenn bei a) für jedes Glied des Übertragungsweges Linearität der Laufzeitcharakteristik gefordert wird, dann kann diese Forderung für den Gesamt-Empfänger einzeln auf den HF-, ZF- und Videoverstärker des Empfängers erweitert werden. Die Forderungen für Videoverstärker mit geringen Laufzeitänderungen sind ebenfalls in [5] angegeben. Der bei b) geforderte Amplitudenverlauf des Empfängers mit Netzwerken vom Mindestphasentyp wird mittels der ZF- und Videofilter erreicht.

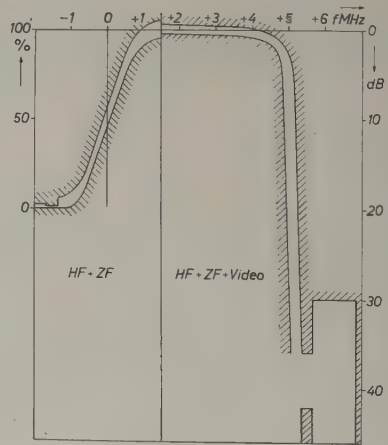


Bild 4. Gesamt-Amplitudencharakteristik des Norm-Modulators. BT: TT = 30 dB, DB: TT = 36 dB, BT: N-TT > 36 dB, BT: N-BT > 40 dB

Ein Netzwerk mit Mindestphasengang ist ein Filter, bei dem ein vorgegebener Amplitudengang mit dem kleinstmöglichen Phasengang verknüpft ist. Dies sind z. B. T-Glieder oder Kaskadenschaltungen von T-Gliedern mit gleichartigen Impedanzen. Ein Allpaß ist z. B. eine besondere Art des Netzwerkes mit Nicht-Mindestphasengang. Es erhebt sich nun die Frage, wie durch die ZF- und Videofilter der gesamte Amplitudenverlauf des Empfängers realisiert wird. Der Durchlaßbereich DB der HF-Kreise sollte so sein, daß der Gesamtamplituden- und damit auch der Laufzeitverlauf des Empfängers nicht beeinflusst werden, auch nicht bei Verstärkungsregelung der HF-Röhren. Der HF-Verstärker sollte lediglich die erforderliche

Spiegelwellenselektion gewährleisten und alle Frequenzen im Durchlaßbereich gleichmäßig verstärken.

Es ist allerdings wünschenswert, den bei b) geforderten Amplitudenverlauf sowohl mit dem einzelnen ZF- als auch mit dem Videoverstärker anzunähern. Nur begrenzte Abweichungen des einen Verstärkers von der sogenannten „Norm-Durchlaßkurve“ (Bild 4) können ohne Nachteil für das „Sprungverhalten“ des Gesamtverstärkers mit dem anderen Verstärkerteil durch eine entsprechend gegenläufige Abweichung korrigiert werden [14]. Das ist nur so lange möglich, wie das Überspringen oder die Fahnenbildung (Bild 2) eines einzelnen Verstärkerteiles (ZF- oder Videoverstärker) bei einer nach den oben angegebenen Anforderungen vorentzerrten Sendefunktion (Spannungssprung) unter einem definierten Grenzwert von z. B. $\leq 5\%$ bleibt. Wenn also der Frequenzgang des einen Verstärkerteiles durch den folgenden Verstärker nicht wesentlich korrigiert werden darf, dann liegt der gewünschte Amplitudengang des Videoverstärkers für den Fall 1 b) fest: Eine möglichst gute Annäherung an die Amplitudencharakteristik des Norm-Demodulators (Bild 4) sollte erstrebt werden.

Bei dem heute fast nur noch verwendeten Inter-carrier-Verfahren muß aber zur Vermeidung des 5,5-MHz-Moirés im Fernsehbild für den Videoverstärker allein noch ein Dämpfungswert in der Norm-Durchlaßkurve zwischen der Lage des Bild- und Tonträgers von der Videodiode bis zur Katode (bzw. zum Gitter) der Bildröhre festgelegt werden. Bei dem Amplitudenverlauf des Norm-Demodulators ist für 5,5 MHz nur die Dämpfung „über alles“, d. h. des HF-, ZF- und Videoverstärkers insgesamt, angegeben.

Zur Vermeidung von Kreuzmodulation in der Videodiode und Video-Endröhre wird im ZF-Teil, also bis zur Videodiode, meist zwischen Bild- und Tonträger eine Dämpfung von etwa 20 dB gefordert [5]. Unter Berücksichtigung der Bild- und Tonträgerleistungen (meist 5:1), der noch als zulässig angenommenen 5,5-MHz-Spannung an der Katode der Bildröhre ($\approx 100 \text{ mV}_{\text{eff}}$) und des Mischwirkungsgrades der Videodiode, der nach Messungen in [13] mit $\approx 65\%$ angegeben worden ist, ergeben sich im Fernsehempfänger folgende Dämpfungsanforderungen:

Dämpfung zwischen Video-Signal (mittlere Frequenzen) und Inter-carrier-Träger $\approx 28 \text{ dB}$

Dämpfung zwischen BT und TT im ZF-Teil $\approx 20 \text{ dB}$

Gesamt-Dämpfung zwischen Bildträger und Modulationsfrequenz von 5,5 MHz (Inter-carrier-Träger) $\approx 48 \text{ dB}$

Dieser Wert der Gesamtdämpfung überschreitet den in der Norm-Durchlaßcharakteristik (Stand v. 29.12.54) angegebenen Wert. Kann der Dämpfungswert im ZF-Verstärker vergrößert werden, z. B. nach [3], S. 301, dann kann die Dämpfung im Videoverstärker erniedrigt werden, nur ist dann die für den Tonverstärker zur Verfügung stehende Spannung ebenfalls entsprechend geringer.

2. Übertragungsfaktor, Phasen- und Gruppenlaufzeit

2.1 Übertragungsfaktor als Funktion der Frequenz (Amplitudencharakteristik)

Die Anforderungen an einen Videoverstärker nach 1.2 b), der also im Übertragungsbereich minimale Laufzeitverzerrungen hat, wurden in [5] beschrieben. Die Amplitudenkurve sollte dann an der Übertragungsgrenze flacher, im günstigsten Fall gleich einer Gauß-Funktion, entsprechend der sogenannten Glockenkurve, also nach

$$y = e^{-x^2} \quad (3)$$

(Bilder 6 und 7) verlaufen.

Das erforderliche Amplitudenverhalten eines Videoverstärkers, der nach 1.2 b) ausgelegt werden soll, ist im Bild 4 angegeben. Die Amplitudencharakteristik eines Videoverstärkers, der nach 1.2 b) ausgelegt werden soll, kann dann aus der Normkurve für den Durchlaßbereich nach Bild 4 entnommen werden, wenn der Amplitudenverlauf des Videoverstärkers dem entsprechenden Verlauf der Norm-Demodulationskurve angenähert werden soll. Zur genaueren Ablesung der für die Amplitudencharakteristik eines derartigen Videoverstärkers zulässigen Toleranzen ist der Verlauf des rechten Teils der Kurve im Bild 4 nochmals im Bild 5 genauer wiedergegeben (siehe auch Bild 6 und Bild 7).

Es seien nunmehr die Möglichkeiten erörtert, mit denen der im Bild 5 angegebene und erwünschte Amplitudenverlauf angenähert oder er-

reicht werden kann. Der Außenwiderstand einer Videoröhre hat stets eine kapazitive Komponente, da unter anderem bereits die Bildröhrenkatode eine Kapazität von etwa 5 pF gegen Masse hat. Die gesamte kapazitive Belastung, mit der parallel zum Außenwiderstand gerechnet werden muß, setzt sich zusammen aus

Ausgangskapazität der Videoröhre	$C_a \approx 5 \text{ pF}$
Eingangskapazität der Bildröhre (G 3 mit Katode über 0,5 MΩ verbunden)	$C_{KB} \approx 5 \text{ pF}$
Schaltungskapazität (Verdrahtungs- und Fassungskapazität)	$C_{\text{sch}} \approx 7 \text{ pF}$
Kapazitäten durch Ankopplung von Impuls- abtrenn-, Störaustast- oder AVC-Stufen	$C_{\text{zus}} \approx 3 \text{ pF}$
	$C_{\text{ges}} \approx 20 \text{ pF}$

Bei günstiger Verdrahtung und Verwendung kapazitätsarmer Widerstände zur Abnahme der Synchronimpulse für die verschiedenen Stufen kann man unter den oben angegebenen Voraussetzungen diese Gesamtkapazitäten im Anodenkreis der Video-Endröhre realisieren. Bei den heute meist verwendeten Pentoden als Video-Endröhren kann man für die Verstärkung schreiben

$$v = S \cdot Z \quad (4)$$

Bei gegebener Steilheit S hängt Z allein von der gewünschten Verstärkung ab. Da kleine Spannungen an der Videodiode unter anderem wegen Gradationsverzerrungen und wegen des Auftretens von Inter-

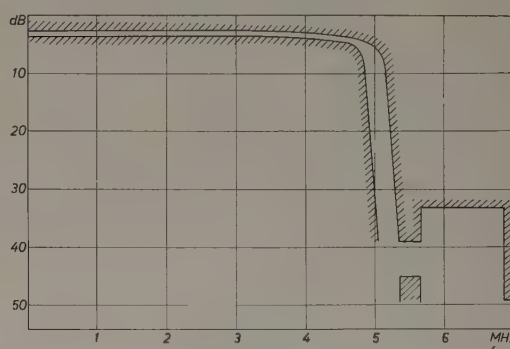


Bild 5. Video-Toleranzschema für die Norm-Amplitudencharakteristik des Nyquist-Meßdemulators

carrierbrumm unerwünscht sind [13], darf die Verstärkung der Video-stufe nicht groß werden. Wie bereits in [1] angegeben, sollte daher ein Maximalwert von $v \approx 20 \dots 25$ nicht überschritten werden. Trotzdem muß S bei kleinem C_{ag} so groß wie möglich sein. Eine Verringerung von S mittels R_k ist stets möglich. Gleichzeitig kann aber durch R_k die Kennlinie linearisiert und damit der Aussteuerbereich, in dem die Steilheit konstant ist, vergrößert werden. Bei einer mittleren Steilheit im Aussteuerbereich von $S \approx 7 \text{ mA/V}$ ist also dann $R_a \approx 2,9 \text{ kΩ}$ in bezug auf die Verstärkung ausreichend. Es ist allerdings weiterhin zu prüfen, ob bei diesem Anodenwiderstand die nach [1] geforderte maximale Steuerspannung für die Bildröhre erreicht werden kann. Bei den als Video-Endröhren meist verwendeten Pentoden (PL 83, PCL 81, PCL 84, PCF 80) kann man aus diesem Grunde mit $R_a \approx 2 \dots 4,3 \text{ kΩ}$ rechnen [1, 15]. Es interessiert also im Anodenkreis der Amplitudenverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz bei einem hochohmigen Generator (Pentode), der mit einem Lastwiderstand von 2 oder 4,3 kΩ mit etwa 20 pF Parallelkapazität abgeschlossen ist. Die Bilder 6 und 7 zeigen die Funktion

$$v = S_m \cdot Z \quad (5)$$

$$v = S_m \cdot \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2}}$$

wobei gestrichelt der nach Bild 5 geforderte Amplitudenverlauf eingezeichnet ist. Dieselben Überlegungen gelten für den Gitterkreis, wobei hier allerdings zu berücksichtigen ist, daß der Generator, der Videogleichrichter, niederohmig ist. Da als Videogleichrichter heute meistens Kristalldioden verwendet werden, kann bei Dioden-Lastwiderständen von 2...4 kΩ und bei einem minimalen Wirkungsgrad von $\eta \approx 50\%$ ein Innenwiderstand des Generators von ebenfalls $R_i = 2 \dots 4 \text{ kΩ}$ angenommen werden (Bilder 6 und 7).

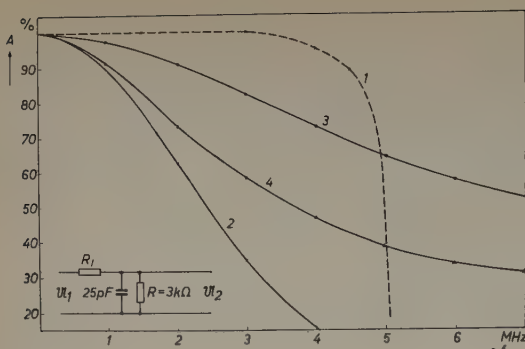


Bild 6. Amplitudenverlauf 1) der Normkurve; 2) der Gaußkurve $A = 100 \cdot e^{-f^2}$; 3) nach Bild 1a) $A = 2 \cdot \frac{U_2}{U_1} = (1 + \omega^2 \cdot \frac{R^2 \cdot R_i^2}{(R + R_i)^2} \cdot C^2)^{-1/2}$ bei $R_i = R$ und 4) nach Bild 1a) $A = \text{const.}$ $\frac{U_2}{U_1} = (1 + \omega^2 \cdot \frac{R^2 \cdot R_i^2}{(R + R_i)^2} \cdot C^2)^{-1/2}$ bei $R_i \gg R$

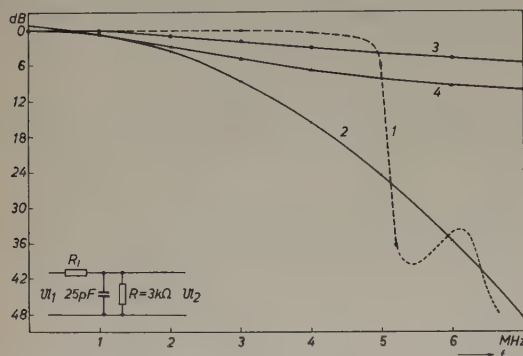


Bild 7. Amplitudenverläufe wie im Bild 6 in logarithmischem Maßstab; 1) Normkurve; 2) Gaußkurve $A = -f^2 + 0,5 \text{ [dB]}$; 3) $A = 20 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} + 6 \text{ [dB]}$ bei $R_i = R$; 4) $A = 20 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} + \text{const [dB]}$ bei $R_i \gg R$

Bei den großen Steilheiten der Video-Endröhren muß man mit Eingangskapazitäten von $C_e \approx 6 \dots 10 \text{ pF}$ rechnen. Als mittlere Gesamtkapazität im Gitterkreis lassen sich folgende Werte ansetzen:

Eingangskapazität der Videoröhre	$C_{g1} \approx 8 \text{ pF}$
sog. Millerkapazität	$v \cdot C_{ag1} \approx 2,5 \text{ pF}$
Ladekapazität des Videodemodulators	$C_D \approx 5 \text{ pF}$
Schaltungskapazität	$C_{sch} \approx 9,5 \text{ pF}$
	$C_{ges} \approx 25 \text{ pF}$

Der Amplitudenverlauf
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R_i + R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R_p^2 \cdot C^2}} \quad (6)$$

$$R_p = \frac{R_i \cdot R}{R_i + R}$$

ist dann für $R_i = 3 \text{ k}\Omega$, $R = 3 \text{ k}\Omega$ und $C_{ges} = 25 \text{ pF}$ im Bild 6 linear und im Bild 7 logarithmisch dargestellt. Die gestrichelte Kurve stellt wieder den gewünschten Amplitudenverlauf nach Bild 5 dar. Es ergibt sich also die Forderung, den Gesamt-Amplitudenverlauf von der Videodiode bis zur Bildröhre zu linearisieren. Dies kann durch eine

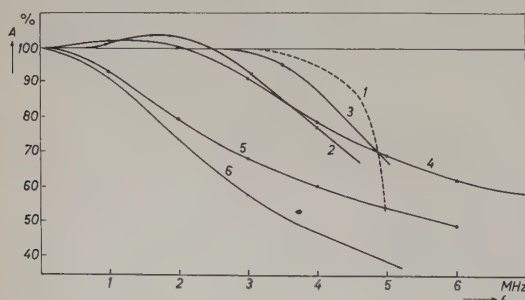


Bild 8. Amplitudenverlauf der Grundkompensationsarten (Pentode $R_i \gg R$) 1) Normkurve; 2) Parallel-Kompensation ($Q = 0,71$); 3) Serien-Kompensation; 4) Katoden-Kompensation ($R_K = 100 \Omega$, $C_K = 1 \text{ nF}$, $S = 10 \text{ mA/V}$); 5) Katoden-Kompensation ($R_K = 100 \Omega$, $C_K = 400 \text{ pF}$, $S = 10 \text{ mA/V}$); 6) RC-Glied ohne Kompensation

Gegenkopplung für die tiefen und mittleren Frequenzen oder durch Anhebung der hohen Frequenzen mittels Induktivitäten erfolgen. Bei der Linearisierung des Amplitudenverlaufes mittels Gegenkopplung kann der im Bild 5 geforderte scharfe Amplitudenabfall bei hohen Frequenzen nicht erreicht werden; es sind deshalb dann stets noch zusätzliche Saug- oder Sperrkreise notwendig.

Da zur Kompensation nach 1.2 b) keinerlei Allpässe, z. B. Brücken- oder Kreuzglieder, verwendet werden dürfen, sollen nachstehend Amplitudencharakteristiken der möglichen Grundkompensationsarten des Anodenkreises, also $R_i \gg R$, angeführt werden (Bild 8).

Kombinationen dieser Grundarten der Kompensation einer Amplitudencharakteristik werden häufig verwendet. Es ist aber von Fall zu Fall zu prüfen, ob die Schaltung bei Streuungen der Einzelglieder (R , C oder L) nicht zu große Streuungen im gewünschten Amplitudenverlauf hat. Ebenso sind bei kleinem Innenwiderstand des Generators (Videodiode) andere Gesichtspunkte — siehe (6) — maßgebend.

Hierbei ist allerdings zu berücksichtigen, daß besonders bei kleinen Spannungen $R_i \neq \text{const}$ ist [13], was eine einheitliche Betrachtung sehr erschwert. Es sei deshalb vorerst $R_i \approx \text{const}$ angenommen. Außerdem soll darauf hingewiesen werden, daß bei Einseitenbandempfang bei der Demodulation Laufzeitverzerrungen speziell bei tiefen Frequenzen auftreten, da die Modulationsfrequenzen nicht rotationssymmetrisch zum Träger liegen. Bei Einseitenbandempfang entstehen bei der Demodulation weitere Laufzeitverzerrungen [20], von denen ein Teil sogar vom Modulationsgrad abhängig ist. Bei der Auslegung eines Videoverstärkers nach 1.2 a) können diese Laufzeitfehler näherungsweise entzerrt werden, bei einem nach 1.2 b) entworfenen Videoverstärker sind diese Fehler bei der Demodulation auf der Senderseite berücksichtigt.

2.2 Phasen- und Gruppenlaufzeit als Funktion der Frequenz (Laufzeit- und Gruppenlaufzeit-Charakteristik)

Wie bereits erwähnt, ist bei Verwendung von Netzwerken vom Mindestphasentyp mit dem Amplitudenverlauf eine bestimmte Laufzeitcharakteristik verknüpft. Bei der Auslegung des Videoverstärkers nach 1.2 b) ist dieser Verlauf bei der Laufzeitvorentzerrung des Senders berücksichtigt, so daß dann die Kenntnis oder die Prüfung der Laufzeitcharakteristik von untergeordneter Bedeutung ist. Für die Auslegung eines Videoverstärkers nach 1.2 a) kann der Laufzeitverlauf nach Einsetzen der Filterelemente in (1) bzw. (6) errechnet werden, was bereits vielfach im Schrifttum, z. B. bei [3, 4, 7], unter Angabe von Kurven ausgeführt worden ist. Der Laufzeitverlauf läßt sich dann im Übertragungsbereich durch Allpässe, wie jeweils gewünscht, linearisieren [14]. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] Spärbier, W.: Arbeitspunkt und Aussteuerbereich von Video-Endstufen. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 4, S. 118—121 u. Nr. 5, S. 151—153
- [2] Förster, G.: Über die Dimensionierung von Video-Endstufen. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 3, S. 84—86
- [3] ● Kerkhof, F., u. Werner, W.: Fernsehen. Philips' techn. Bibl. Bd. 2. 2. Aufl., Eindhoven 1954, S. 227—264
- [4] ● Dillenburger, W.: Einführung in die deutsche Fernsehtechnik. 2. Aufl., Berlin 1953, S. 82
- [5] Weel, A. van: Phase-linear television receivers. Philips Res. Rep. Bd. 10 (1955) S. 281—298
- [6] Janus, G., u. Pils, E. P.: Fernsehempfängerprobleme bei der Sender-Vorentzerrung. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 3, S. 76—77
- [7] ● Bode, H. W.: Network analysis and feedback amplifier design. New York 1953, Van Nostrand Co., S. 302—336
- [8] Wagner, K. W.: Über den Zusammenhang von Amplituden- und Phasenverzerrungen. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 1 (1947) S. 17—28
- [9] Händler, W., u. Bünemann, D.: Die Untersuchungen von Einschwingvorgängen im Fernsehsystem unter Berücksichtigung der europäischen Fernsehnorm (CCIR) — (Möglichkeiten einer Verbesserung des Fernsehbildes) Ber. Nr. 5 (22. 6. 1954) Hauptabt. Forsch. NWDR Hamburg
- [10] Voigt, H., u. Händler, W.: Die Untersuchung von Einschwingvorgängen im Fernsehsystem mit Hilfe einer Modellanlage (Normaufnahmen als Vergleich bei Messungen am Bildsender und am Meßmodulator). Ber. Nr. 9 Hauptabt. Forsch. NWDR Hamburg
- [11] Bünemann, D.: Der Laufzeitausgleich eines Fernsehsystems. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 10 (1956) S. 10—18
- [12] Bünemann, D., u. Voigt, H.: Kontrolle des Einschwingverhaltens von Fernsehempfängern. Funk-Techn. Bd. 11 (1956) S. 599—600
- [13] Förster, G.: Betrachtungen zum Intercarrierbrumm. Funkschau Bd. 29 (1957) Nr. 13 (im Druck)
- [14] Menzer, E., u. Voelkel, H.: Zur Dimensionierung von Phasenkorrekturgliedern für Fernsehübertragungsanlagen. Fernmeldetechn. Z. Bd. 5 (1953) S. 578—582

G. C. BRACK

Maschine zur Lösung von Polynomgleichungen höheren Grades

DK 681.142-83-523.8:512.3

Technische Probleme, die durch Differentialgleichungen oder Systeme von Differentialgleichungen beschrieben werden, führen häufig auf die Notwendigkeit der Lösung einer algebraischen Gleichung (Polynomgleichung) höheren Grades. Zur Lösung einer solchen Gleichung, deren Grad $n = 4$ überschreitet, ist man auf die Verwendung von zeitraubenden Näherungsmethoden angewiesen. Ein neu entwickeltes Gerät gestattet die Lösung von Polynomgleichungen mit beliebigen komplexen Koeffizienten und von theoretisch beliebig hohem Grade auf elektrischem Wege.

1. Arbeitsweise des Geräts

Zu lösen ist die Gleichung

$$f(z) = \sum_{v=0}^n a_v z^v = \sum_{v=0}^n a_v r^v \angle v\varphi = \sum_{v=0}^n a_v r^v \cos v\varphi + j \sum_{v=0}^n a_v r^v \sin v\varphi = 0 \quad (1)$$

Das Gerät, dessen Blockschema Bild 1 wiedergibt, stellt die einzelnen Glieder von (1) durch Sinusspannungen dar, die die Amplituden $a_v r^v$, $v = 0, 1, 2, \dots, n$, haben und gegenüber einer beliebig zu wählenden Bezugsspannung um die Winkel $v\varphi$ verschoben sind. Am Ausgang der Anordnung nach Bild 1 steht dann eine Spannung

$$u = \sum_{v=0}^n \hat{e} a_v r^v \cos(\omega t + v\varphi) = \hat{e} \left(\left(\sum_{v=0}^n a_v r^v \cos v\varphi \right) \cos \omega t - \left(\sum_{v=0}^n a_v r^v \sin v\varphi \right) \sin \omega t \right) \quad (2)$$

Werden r und φ so gewählt, daß u für alle t verschwindet, so ist damit eine Wurzel von (1) gefunden.

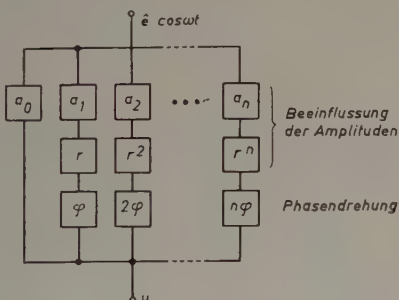


Bild 1. Blockschema des Geräts

Die Lösung von Gleichungen geschieht dann in der Weise, daß die Koeffizienten a_v in die Maschine eingegeben werden. Hierauf werden r und φ von Hand so lange variiert, bis die Ausgangsspannung verschwindet. Es läßt sich beweisen, daß der Abgleich gegen eine Nullstelle von $f(z)$ konvergiert, d. h., daß eine Variation von r oder φ in Richtung einer Verminderung der Ausgangsspannung der Maschine ein Schritt in Richtung einer Nullstelle ist.

2. Technische Realisierung der einzelnen mathematischen Operationen

Nach der Beschreibung der prinzipiellen Arbeitsweise des Geräts soll die Durchführung der nachstehend beschriebenen Operationen näher erläutert werden

- 1) Potenzierung
- 2) Koeffizienteneingabe
- 3) Phasendrehung
- 4) Summation und Anzeige.

1) Potenzierung

Problemstellung: Die Spannung $e = \hat{e} \cos \omega t$ soll mit den Faktoren r, r^2, \dots, r^n multipliziert werden. Eine Phasenverschiebung zwischen

Eingang und Ausgang soll nicht auftreten, zumindest aber unabhängig von r sein.

Das Problem wird durch nach Bild 2 in Kaskade geschaltete lineare Potentiometer, deren Schleifer mechanisch gekuppelt sind, gelöst. Lineare Potentiometer sind heute mit einer Genauigkeit von 0,05% handelsüblich, so daß die an die Genauigkeit der Potenzierung zu stellenden Anforderungen erfüllt werden können. Bedingung ist allerdings, daß jedes Potentiometer praktisch im Leerlauf arbeiten muß, wenn die abgegebene Spannung linear vom Weg des Schleifers ab-

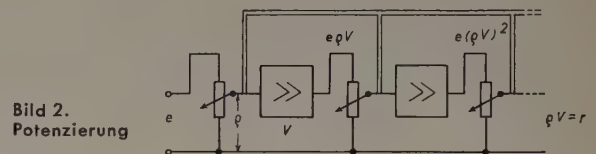


Bild 2. Potenzierung

hängen soll. Es sind daher zur Entkopplung Verstärker vorgesehen, die zur Impedanztransformation dienen. Ein solcher Trennverstärker hat folgenden Forderungen gerecht zu werden:

- a) Hoher Eingangswiderstand. Für 0,01% Fehler muß der Eingangswiderstand $\geq 2500 R_{pot}$ sein.
- b) Zeitliche Konstanz der Verstärkung, insbesondere bei Röhrenalterung und -wechsel sowie bei Betriebsspannungsschwankungen. Der absolute Wert der Verstärkung ist ≥ 1 frei wählbar, da hierdurch nur die Eichung der r -Skala beeinflußt wird.
- c) Geringer Ausgangswiderstand. Für 0,01% Fehler muß $R_{aus} \leq 10^{-4} R_{pot}$ sein.

Es wird hier $V = 1$ vorausgesetzt, so daß r gleich dem Abgriff ϱ am Potentiometer wird, und eine einfache Eichung möglich ist.

Diese Forderungen werden von einem zweistufigen, nach Bild 3 in die Katodenleitung der Eingangsrohre gegengekoppelten Verstärker in zufriedenstellender Weise erfüllt [1]. Für die Verstärkung eines solchen Verstärkers gilt allgemein

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 + D_1 + \frac{1}{V_1 V_2}} \quad (3)$$

wobei D_1 der technische Durchgriff der Eingangsrohre, V_1 die Verstärkung der ersten und V_2 die der weiteren Stufen des Verstärkers bedeuten. Hierbei ist die zur Schließung des Gleichstromwegs notwendige Drossel L als unendlich groß vorausgesetzt worden. Bei der Berechnung der Größen ist zu beachten, daß V_2 durch den niedrigen Eingangswiderstand der von dieser Seite aus gesehen in Gitterbasis-schaltung arbeitenden Eingangsrohre beeinflußt wird. Für den hier

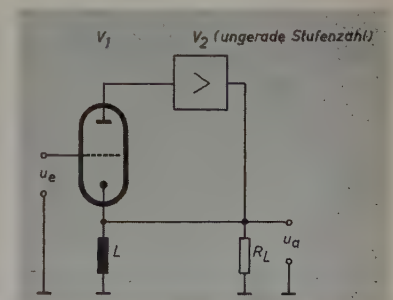


Bild 3. Prinzipschaltbild der Impedanzwandler

vorliegenden Fall, daß V_2 nur aus einer einzigen Röhrenstufe besteht, ergibt die Rechnung

$$\frac{U_e}{U_a} = 1 + D_1 + \frac{D_2 (R_{i2} + R_L) \left(1 + S_1 R_L' + \frac{R_{a1} + R_L'}{R_{a1}} \right)}{S_1 R_{a1} R_L} \quad (4)$$

mit $R_L' = R_L \parallel R_{i2}$

Aus (4) geht hervor, daß der Verstärker der Forderung $V = 1$ nicht nachzukommen vermag. Die Abweichung vom geforderten Wert berechnet sich zu

$$\frac{\Delta U}{U_e} \approx D_1 + \frac{D_2}{S_1 R_{a1}} + \frac{1}{S_2 R_L} \left(\frac{1}{S_1 R_{a1}} + \frac{R_L}{R_{a1}} \right) \quad (5)$$

Für den aufgebauten Verstärker, bei dessen Dimensionierung noch die Forderung nach möglichst geringem Volumen zu beachten war, ergibt die Rechnung $\frac{\Delta U}{U_e} = 0,133\%$ und die Messung $\frac{\Delta U}{U_e} = 0,08\%$.

Dieser Fehler wurde als tragbar angesehen. Durch Austausch der ECC 81 in der Endstufe (Bild 7) gegen eine EF 80 gelang es, die Abweichung auf 0,055% zu senken.

Für den Eingangswiderstand des Verstärkers ergibt die Rechnung

$$R_e = R_{g1} \left/ \left(\frac{\Delta U}{U_e} \right) \right. \quad (6)$$

R_{g1} ist hierbei der Gittereingangswiderstand der ersten Stufe. Für den Ausgangswiderstand erhält man

$$R_{aus} \approx \frac{D_1 (R_{i1} + R_{a1})}{1 + S_2 R_{a1}} \quad (7)$$

und mit den Werten der Schaltung ergibt sich $R_{aus} = 0,44 \Omega$. Die Gesamtschaltung des verwendeten Verstärkers, der in Einschubform ausgeführt wurde und noch die Einheiten zur Koeffizienteneingabe sowie die Phasendreherstufen enthält, ist im Bild 7 wiedergegeben.

Als Potenziervariometer kamen in der Versuchsausführung der Maschine vorerst nur normale Drahtdrehwiderstände mit einem Widerstand von 20 k Ω und einer Toleranz von 1% zum Einbau, so daß die prinzipiell zu erreichende Genauigkeit nicht voll ausgeschöpft werden konnte.

2) Koeffizienteneingabe

Problemstellung: Die Spannungen $u_v = \hat{e} |a_v| r^v \cos \omega t$ sind mit den Koeffizienten a_v zu multiplizieren. Die Koeffizienten sollen komplex sein, $a_v = |a_v| / \psi_v$.

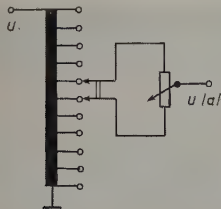


Bild 4. Anordnung zur Eingabe der a_v

Die Eingabe der Argumente der Koeffizienten erfolgt in den Phasendreherstufen und wird im Zusammenhang mit ihrer Beschreibung erläutert. Für die Eingabe der Beträge von a_v genügt es, $|a_v| \leq 1$ vorzusehen, da sich jede Gleichung so umformen läßt, daß diese Bedingung erfüllt wird. Die Aufgabe wird gelöst, indem die in jedem Verstärker zur Schließung des Gleichstromweges ohnehin benötigte Drossel L (Bild 3) neunmal angezapft und auf diese Weise ein Autotransformator erhalten wird, an dem sich durch doppelpoligen Stufenschalter stufenweise die erste Dezimale von $|a_v|$ mit absoluter Genauigkeit einstellen läßt. Die zweite und dritte Dezimalstelle werden durch Interpolation zwischen den Anzapfungen mittels linearer Potentiometer gewonnen (Bild 4). Auf diese Weise kann die Genauigkeit der Potentiometer eine Größenordnung niedriger gehalten werden, als von der Koeffizienteneinheit insgesamt gefordert wird. Die Autotransformatoren sind als Ringspulen geringer Streuung ausgeführt, so daß die durch die Belastung mit den Interpolationspotentiometern verursachten Fehler zu vernachlässigen sind.

3) Phasendrehung

Problemstellung: Die Spannungen $u_v = \hat{e} |a_v| r^v \cos \omega t$ sind um die Winkel $\nu\varphi + \psi_v$ zu verdrehen, wobei φ kontinuierlich zwischen 0° und 360° variierbar sein soll. Die Amplituden der Spannungen dürfen nicht beeinflusst werden.

Zur Lösung des Problems der Einstellung der Vielfachen von φ sind mechanische Übersetzungen vorgesehen, so daß das Problem auf den Entwurf eines einzigen Phasendrehers reduziert wird, der der zusätzlichen Forderung gerecht werden muß, daß der elektrische Phasenverdrehungswinkel gleich dem mechanischen Verstellwinkel des Rotors sein soll, da normale Schneckengetriebe mit konstanten Übersetzungsverhältnissen verwendet werden sollen. Das Problem wird durch elektrostatische Phasendreher [2] gelöst. Sie arbeiten in folgender Weise: 4 um 90° räumlich versetzt angeordneten Statoren eines Spezialdrehkondensators (Bild 5) werden 4 um 90° elektrisch versetzte

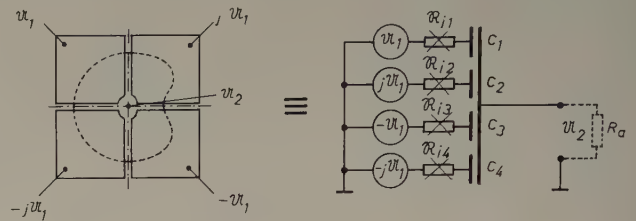


Bild 5. Prinzipschaltbild des elektrostatischen Phasendrehers

Spannungen zugeführt, so daß ein elektrostatisches Drehfeld entsteht. An einem mit allen Statoren kapazitiv gekoppelten Rotor mit Spezialplattenschnitt wird die Ausgangsspannung abgenommen.

Durch entsprechende Formgebung der Rotorplatten ist es möglich, den oben angeführten Forderungen gerecht zu werden. Unter der Voraussetzung, daß die Innenwiderstände $R_{i1} \dots R_{i4}$ des die vier um je 90° versetzten Spannungen liefernden Generators vernachlässigbar sind, ergibt die Rechnung für die Plattenform (Plattenkantenradius r als Funktion des Plattendrehwinkels α) die Gleichung

$$r(\alpha) = R_0 \sqrt{1 - \frac{V}{V_{max}} \left(1 - \frac{r_i^2}{R_0^2} \right) \sin \alpha} \quad (8)$$

mit r_i = aus fertigungstechnischen Gründen notwendiger Innenradius (Rotorachse!); R_0 = „mittlerer Radius“, frei wählbar; $V = \frac{|u_2|}{|u_1|}$

$$V_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega C_{ges} R_a}{1 + (\omega C_{ges} R_a)^2} \quad (9)$$

Das Verhältnis V/V_{max} ist < 1 frei wählbar und bestimmt im wesentlichen die Form der Platten.

Die verwendeten Phasendreher wurden nach folgenden Werten dimensioniert: $r_i = 6$ mm, $R_0 = 16,5$ mm, $V/V_{max} = 0,9$. Die sich hieraus ergebende Plattenform zeigt Bild 6. Die Phasendreher wurden mit 10 Rotorplatten ausgerüstet und nehmen ein Volumen von $50 \times 50 \times 80$ mm in Anspruch, womit auch der Forderung nach mög-

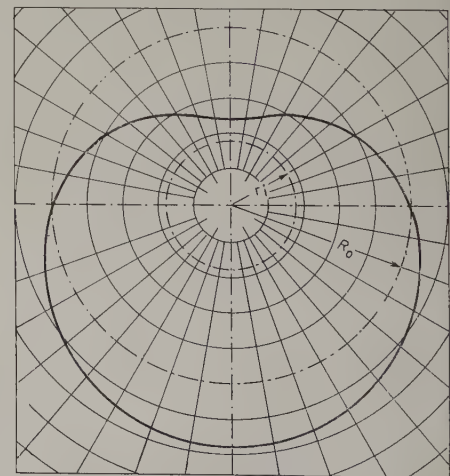


Bild 6. Rotorform eines Phasendrehers

lichst geringem Raumbedarf der gesamten Maschine genügt wird. Nach dem Aufbau der Phasendreher zeigte sich, daß die geforderten Werte, insbesondere die Forderung auf konstante Amplitude der Ausgangsspannung, infolge technologischer bedingter Fertigungstoleranzen nicht bei allen Elementen erreicht werden konnten. Die Amplitudenfehler waren $\geq 0,2\%$; an einer Verbesserung des Aufbaus dieser Elemente wird zur Zeit gearbeitet.

Zur Speisung der Phasendreher müssen vier um 90° versetzte Spannungen zur Verfügung gestellt werden. Die Speisung erfolgt aus einer doppelten Phasenschieberbrücke (Hausrath) mit $R = 1/\omega C$. R wurde zu $3\text{ k}\Omega$ gewählt; die Arbeitsfrequenz ist 10 kHz . Durch die Verwendung einer Hausrathbrücke wird die Phasendrehung frequenzabhängig; es kann jedoch gezeigt werden, daß eine Frequenzschwankung von 1% ungünstigstenfalls einen Amplitudenfehler von $0,025\%$ und einen Phasenfehler von $0,057^\circ$ hervorrufen kann, so daß die Verwendung einer quartzesteuerten Speisespannung nicht erforderlich ist.

Die Speisung der Hausrathbrücke erfolgt über einen symmetrischen Übertrager durch einen Katodenverstärker. Die Primärseite des

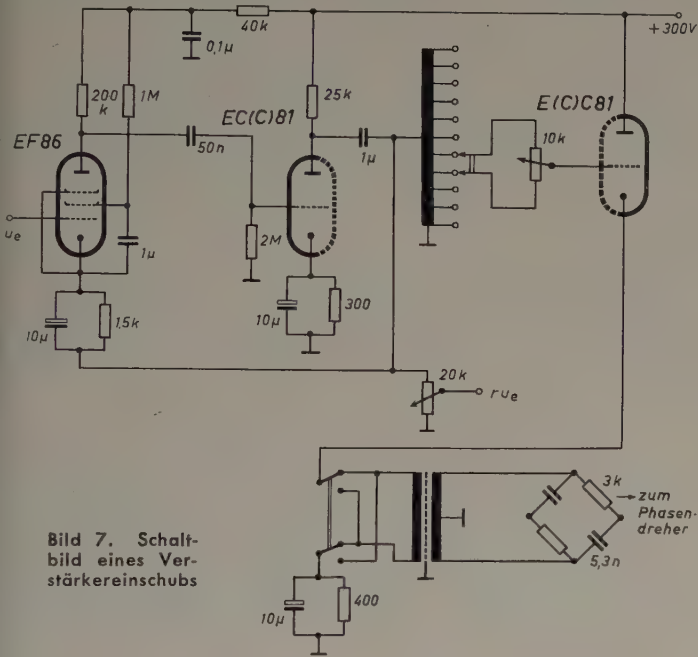


Bild 7. Schaltbild eines Verstärkereinschubs

Übertragers ist durch einen doppelpoligen Umschalter mit dem Ausgang des Katodenverstärkers verbunden, um rein reelle, positive oder negative Koeffizienten ohne Benutzung der ψ -Einstellung leicht und schnell eingeben zu können. Bild 7 zeigt die vollständige Schaltung im Zusammenhang mit dem Trennverstärker und der Einheit zur Eingabe der $|a_v|$.

Der Phasendreher wird, wie oben bereits erwähnt, über Schneckengetriebe angetrieben. Es werden hier eine durchgehende Schneckenwelle verwendet und die verschiedenen Übersetzungen durch verschiedene Zähnezahlen der Schneckenräder realisiert. Zur Vereinfachung der Konstruktion und Herstellung wird hierbei folgender Weg beschritten [3]: Man schreibt (1) nochmals unter Annahme komplexer Koeffizienten.

$$f(z) = |a_0|/\psi_0 + |a_1|r/\psi_1 + \varphi + |a_2|r^2/\psi_2 + 2\varphi + \dots + |a_n|r^n/\psi_n + n\varphi = 0 \quad (10)$$

n sei zur Demonstration als gerade angenommen. Man multipliziert

$$(10) \text{ mit } \left| -\psi_n - \frac{n\varphi}{2} \right| \text{ und erhält}$$

$$F(z) = |a_0|/\psi_0 - \psi_n - \frac{n\varphi}{2} + \dots + |a_n|r^n/\psi_n + \frac{n\varphi}{2} = 0 \quad (11)$$

Offenbar hat $F(z)$ die gleichen Wurzeln wie $f(z)$. Es treten jedoch nicht mehr die Argumente $v\varphi + \psi_v$ ($v = 0, 1, \dots, n$) auf, sondern nur noch $\left(-\frac{n\varphi}{2} + \delta_0\right)$; $\left[\left(-\frac{n}{2} + 1\right)\varphi + \delta_1\right] \dots \left(\frac{n\varphi}{2} + \delta_n\right)$.

Die benötigten verschiedenen Getriebeübersetzungsverhältnisse verringern sich also auf $n/2$. Die negativen Phasendrehungen lassen sich durch Vertauschung zweier Statoranschlüsse an den Phasendrehern erhalten. Die Eingabe der Argumente $\delta_v = \psi_v - \psi_n$ geschieht durch

Verdrehen der Rotorachsen der Phasendreher gegenüber ihrer Nullstellung durch eine geeichte Kupplung.

Das endgültige Blockschaltbild der nach diesen Prinzipien entworfenen Maschine zeigt Bild 8.

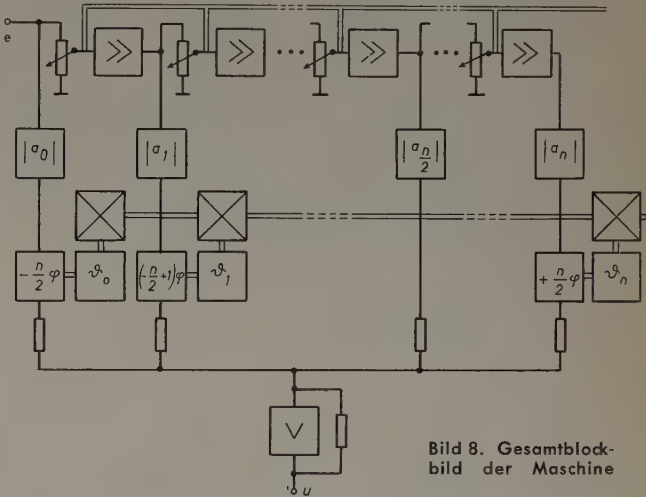


Bild 8. Gesamtschaltbild der Maschine

4) Summation und Anzeige

Problemstellung: Die an den Ausgängen der einzelnen Phasendrehereinheiten stehenden Spannungen $u_v = \hat{e}|a_v|r^v \cos(\omega t + v\varphi + \psi_v)$ sind zu summieren. Die Summenspannung ist zur Anzeige zu bringen.

Für die Summation der Teilspannungen wird die bekannte Schaltung eines Summiervverstärkers verwendet. Für diese Schaltung (Bild 9) gilt [4]

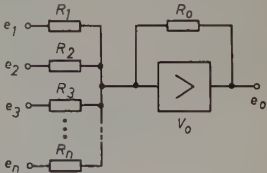
$$e_0 = -R_0 \sum_{v=1}^n \frac{e_v}{R_v} \quad 1 - V_0 + R_0 \sum_{v=1}^n \frac{1}{R_v}$$

und mit $V_0 \gg 1$

$$e_0 = -R_0 \sum_{v=1}^n \frac{e_v}{R_v}$$

Der Verstärker V_0 wird im ausgeführten Gerät durch eine Röhre EF 80 (Bild 10) gebildet. Da die Arbeitsfrequenz konstant ist, wurde die Schaltung als die eines Selektivverstärkers aufgebaut. So ließ sich neben einer hohen Verstärkung $V_0 = 800$ vor allem ein großer Aussteuerungsbereich der Summierstufe erreichen. Die Summierwiderstände sind mit einem Teil ihres Widerstandswertes als Potentiometer

Bild 9. Prinzipschaltbild des Summiervverstärkers



ausgeführt, so daß man eine Eichmöglichkeit für die Amplituden der Teilspannungen erhält. Die Summierstufe insgesamt braucht nicht geeicht zu werden, da die Maschine nur zur Bestimmung der Nullstellen von $f(z)$, nicht aber zu einer quantitativen Darstellung bestimmt ist. Als Anzeigeeinstrument wird ein handelsübliches Röhrenvoltmeter

(Bereich 5 mV bis etwa 5 V) verwendet. Durch Anschluß eines Oszillografen und Vergleich mit der Eingangsspannung der Maschine ist es auch möglich, das Argument von $f(z)$ anzuzeigen. In einigen Fällen ist so der Nullabgleich schneller möglich. Die Schaltung des ausgeführten Summiervverstärkers zeigt Bild 10.

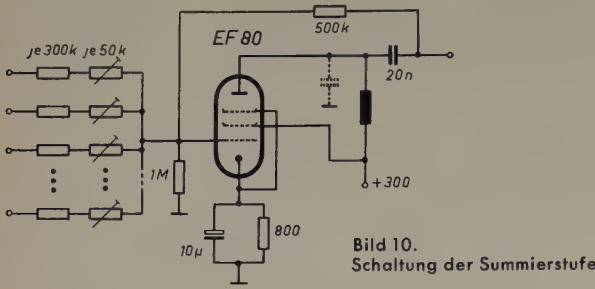


Bild 10.
Schaltung der Summierstufe

Nach den oben gegebenen Grundprinzipien wurde eine Maschine zur Lösung von Gleichungen vorerst fünften Grades aufgebaut. Das Volumen des Geräts beträgt (ohne Stromversorgung und Anzeiginstrument) $500 \times 300 \times 200$ mm und liegt damit beträchtlich unter den Abmessungen der im Schrifttum beschriebenen ähnlichen Anordnungen [3, 5, 6].

3. Betrieb der Maschine

Das Lösen einer Gleichung sei an einem Beispiel erläutert. Gegeben sei die Gleichung 5. Grades mit reellen Koeffizienten

$$f(z) = z^5 + 19z^4 + 245z^3 + 1204z^2 + 5164z + 7200 = 0 \quad (12)$$

Da in die Maschine nur Koeffizienten $a_r \leq 1$ eingegeben werden können, ist zunächst (12) durch den größten Koeffizienten, hier 7200, zu dividieren. Man erkennt jedoch sofort, daß dann der Koeffizient bei z^5 sehr klein werden würde, nämlich $1/7200 = 1,39 \cdot 10^{-4}$. Ein so geringer Wert läßt sich nicht mehr mit der erforderlichen Genauigkeit eingeben. Es wird deshalb eine Kompression der Variablen durch-

geführt und $\xi = \frac{z}{10}$ gesetzt. Wir erhalten die Gleichung in ξ

$$f(\xi) = 10\xi^5 + 19\xi^4 + 24,5\xi^3 + 12,0\xi^2 + 5,16\xi + 0,72 = 0 \quad (13)$$

Nach Division durch den größten Koeffizienten, hier 24,5, ergibt sich

$$f(\xi) = 0,408\xi^5 + 0,775\xi^4 + \xi^3 + 0,491\xi^2 + 0,211\xi + 0,0294 = 0 \quad (14)$$

Diese Gleichung wird in die Maschine eingegeben und durch Variation von r und φ werden die Wurzeln gesucht, wobei immer wechselseitig der r - und φ -Abgleich in Richtung auf das Minimum der Ausgangsspannung durchzuführen ist. Die Maschine vermag dabei ihrem Aufbau gemäß zunächst nur die Wurzeln mit einem Betrage kleiner = 1 anzugeben. Zur Bestimmung der Wurzeln mit $r \geq 1$ macht man

die weitere Substitution $z' = \frac{1}{\xi}$ und erhält damit aus (14)

$$f(z') = 0,0294z'^5 + 0,211z'^4 + 0,491z'^3 + z'^2 + 0,775z' + 0,408 = 0 \quad (15)$$

Es werden einfach die Koeffizienten $a_0 - a_5$, $a_1 - a_4$, $a_2 - a_3$ wechselseitig vertauscht. Diese Vertauschung geschieht für reelle Koeffizienten durch einen Schalter (im Bild 8 nicht dargestellt).

Für komplexe Koeffizienten ist die Vertauschung einzeln von Hand vorzunehmen; der hierzu erforderliche Zeitaufwand fällt jedoch kaum störend ins Gewicht.

Gleichung (15) hat Wurzeln mit $r \leq 1$. Aus (14) und (15) ergeben sich alle Wurzeln von (13).

In dem hier behandelten Beispiel ergibt die Maschine die Werte

$$\xi_1 = 0,194 / 179,6^\circ; \quad \xi_2 = 0,514 / 108,5^\circ; \quad \xi_3 = 0,48 / 250,0^\circ$$

und aus (15)

$$z_1' = 0,825 / 236,0^\circ; \quad z_2' = 0,81 / 126,4^\circ$$

Das entspricht den beiden Wurzeln

$$\xi_4 = 1,214 / 124,0^\circ; \quad \xi_5 = 1,235 / 233,6^\circ$$

Als Lösungen von (12) erhält man nach Rückgängigmachung der Substitution insgesamt

Wurzel aus Maschine	exakte Wurzel
$z_1 = 1,94 / 179,6^\circ$	$z_1 = 2,0 / 180,0^\circ$
$z_2 = 5,14 / 108,5^\circ$	$z_2 = 5,0 / 107,5^\circ$
$z_3 = 4,8 / 250,0^\circ$	$z_3 = 5,0 / 252,5^\circ$
$z_4 = 12,14 / 124,0^\circ$	$z_4 = 12,0 / 126,9^\circ$
$z_5 = 12,35 / 233,6^\circ$	$z_5 = 12,0 / 233,1^\circ$

Der Vergleich zeigt, daß bei diesem Beispiel die Genauigkeit der Maschine im Betrag besser als 4% und in der Phase besser als $3,5^\circ$ ist. Im Falle reeller Koeffizienten der Ausgangsgleichung, der bei den technischen Anwendungen des Geräts meist vorliegen dürfte, fallen die Wurzeln konjugiert komplex an, so daß es möglich scheint, durch Mittelwertbildung aus den konjugiert komplexen Wurzeln den Fehler noch zu verringern. Die Ursache der Fehler der Maschine ist vor allem im Amplitudengang der Phasendreher zu suchen.

Der Zeitaufwand für die vollständige Lösung von (12) betrug unter Zuhilfenahme einer Bürorechenmaschine für die elementaren Divisionen insgesamt 12 Minuten.

4. Erhöhung der Genauigkeit der Wurzelbestimmung

Mit Hilfe der Maschine ist es möglich, die Genauigkeit der Wurzelbestimmung durch wiederholte Anwendung des nachstehend beschriebenen Verfahrens bis praktisch zu jedem gewünschten Grade zu erhöhen. Das Verfahren ist dabei den üblichen Interpolationsverfahren überlegen [7].

Gegeben sei das Polynom $f(z)$ mit der Wurzel $z = z_0$. Infolge der beschränkten Genauigkeit der Maschine liefere diese als Wurzel den Wert $z = z_n$, der von z_0 um δ abweiche.

$$z_0 = z_n + \delta \quad (16)$$

Man substituiert $z = z' + z_n = z' + z_0 - \delta$

und erhält so ein Polynom in z'

$$f(z) = f(z' + z_0 - \delta) = \Phi(z') \quad (18)$$

Offenbar hat (18) eine Wurzel $z' = \delta$, da ja nach Voraussetzung $f(z_0)$ verschwinden soll. Durch Lösung von (18) mittels der Maschine erhält man direkt den Fehler der Näherungslösung z_n . Dabei ist $\Phi(z')$ vom gleichen Grade wie $f(z)$. Die übrigen Wurzeln von $\Phi(z')$ sind die Ergänzungen zu den Wurzeln z_{0v} von $f(z)$ und können zur Kontrolle der Rechnung dienen.

$$\delta_v = z_{0v} - z_n$$

Ist der verbesserte Wert $z_1 = z_n + \delta$ immer noch fehlerbehaftet, so läßt sich das Verfahren wiederholen, wobei dann z_1 als Ausgangsgröße genommen wird. Die Praxis zeigt, daß das Verfahren sehr schnell zur Konvergenz führt. Zur Darstellung von $\Phi(z') = f(z_n + z')$ bedient man sich der Taylorschen Formel

$$f(z_n + z') = f(z_n) + z' f'(z_n) + z'^2 \frac{f''(z_n)}{2!} + \dots + z'^n \frac{f^{(n)}(z_n)}{n!} \quad (19)$$

Die Ausdrücke $f(z_n), f'(z_n) \dots \frac{f^{(n)}(z_n)}{n!}$

werden dabei mit Hilfe des Hornerschemas (bzw. Collatzschemas bei komplexem z) [8] ermittelt, so daß der Rechengang sehr weitgehend vereinfacht und schematisiert worden ist.

Es möge noch ein Zahlenbeispiel für die Anwendung des eben geschilderten Verfahrens gegeben werden. Man betrachte die kubische Gleichung

$$f(z) = z^3 + 34z^2 + 239z + 350 = 0 \quad (19)$$

Die Maschine liefert zunächst die Wurzeln $z_1 = -7,02; z_2 = -2,1; z_3 = -25,7$. Der Wert für z_3 soll verbessert werden. Man setzt also $z_n = -25,7$ und hat zu bilden

$$\Phi(z') = f(-25,7) + z' f'(-25,7) + z'^2 \frac{f''(-25,7)}{2!} + z'^3 \frac{f'''(-25,7)}{3!}$$

Die Berechnung erfolgt nach dem Horner Schema

	1	34	239	350
— 25,7		— 25,7	— 213,3	— 660,4
	1	8,3	25,7	— 310,4 = $f(-25,7)$
— 25,7		— 25,7	+ 447,2	
	1	— 17,4	+ 472,9 = $f'(-25,7)$	
— 25,7		— 25,7		
	1	— 43,1 = $f''(-25,7)$		
		2!		
	1	$f'''(-25,7)$		
		3!		

Damit ergibt sich $\Phi(z') = z'^3 - 43,1 z'^2 + 472,9 z' - 310,4 = 0$.
Nach Division durch 472,9 erhält man

$$\Phi(z') = 0,00211 z'^3 - 0,0911 z'^2 + z' - 0,656 = 0 \quad (20)$$

(20) wird direkt in die Maschine eingegeben, da ein absoluter Fehler δ in der Größe von etwa $4\% \cdot 25,7 = 1,03$ vermutet werden kann und dieser Wert gerade im günstigsten Arbeitsbereich der Maschine liegt. Als Lösung von (20) ergibt sich ein Wert $z'_1 = \delta_1 = 0,697$. (Als weitere Wurzeln treten noch die Differenzen zwischen dem Näherungswert z_n und den beiden anderen Wurzeln von (19) auf. Diese können in diesem Falle jedoch nicht mit der erforderlichen Genauigkeit bestimmt werden, so daß eine Verbesserung von z_1 und z_2 durch Lösung von (20) mittels der Maschine nicht sinnvoll ist.)

Nach (16) erhält man mit dem oben angeführten Ergebnis die verbesserte Wurzel $z_{31} = z_3 + \delta_1 = -25,7 + 0,697 = -25,003$. Der exakte Wert ist 25,000; es geht hieraus hervor, daß schon mit einem Näherungsschritt die Genauigkeit der Wurzelbestimmung auf $1,2 \cdot 10^{-4}$ gesteigert werden konnte.

Ist der Näherungswert z_n komplex, so werden im allgemeinen auch die Koeffizienten von $\Phi(z')$ komplex werden. Für die Lösung bedeutet das keine Schwierigkeit.

Schrifttum

- [1] ● Valley, G. E., u. Wallmann, H.: Vacuum tube amplifiers. MIT Rad. Lab. Ser. Bd. 19. New York 1948
- [2] ● Blackburn, J. F.: Components handbook. MIT Rad. Lab. Ser. Bd. 17. New York 1949
- [3] Parker, G. M., u. Williams, R. W.: A magstrip isograph. J. sci. Instrum. Bd. 32 (1955) S. 332
- [4] ● Korn, G. A., u. Korn, Th. M.: Electronic analog computers. New York 1952, McGraw-Hill
- [5] Franke, K.: Eine Maschine zur Auflösung algebraischer Gleichungen auf elektrischem Wege. Diss. TH Stuttgart 6. 3. 1950
- [6] Glubrecht, H.: Elektrisches Rechengerät für Gleichungen höheren Grades. Z. angew. Phys. Bd. 2 (1950) S. 1—8
- [7] Bubbs, F. W.: A circuit for generating polynomials and finding their zeros. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 39 (1951) S. 1556
- [8] Rint, C. (ed.): Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Bd. III. Berlin 1954, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechnik. S. 141—143

(eingegangen am 6. Febr. 1957)

Elektronenblitz-Anflugbefeuerung für Flughäfen

DK 654.912.8:656.71:537.525.6

Die von Jahr zu Jahr steigende Geschwindigkeit der im zivilen Luftverkehr eingesetzten Flugzeuge und die zunehmende Verkehrsdichte auf den großen Flughäfen stellen an die Bodenorganisation hohe Anforderungen. Auch bei schlechtem Flugwetter sollen die flugplanmäßigen Landzeiten möglichst eingehalten werden, um das Erreichen der Anschlußflugzeuge sicherzustellen. Mit Hilfe der HF-Landesysteme und der Radarführung von landenden Flugzeugen ist es zwar möglich, das Flugzeug sicher in Richtung der Anflugschneise an den Flugplatz und an die Landebahn heranzuführen, aber für die letzte, entscheidende Phase ist der Flugzeugführer doch auf die Augenbeobachtung angewiesen.

und vom Anfang des Leuchtpfades an in Richtung auf die Landebahn nacheinander zweimal in der Sekunde aufblitzen. Dadurch entsteht der optische Eindruck eines mit über 4000 km/h auf die Landebahn zufliegenden hellen Lichtballes. Wegen der kurzen Blitzdauer tritt im Gegensatz zu kontinuierlich leuchtenden Lampen keine Blendung auf; ebenso wenig geht die Dunkeladaptation des Auges verloren, die für das Erkennen der Lampen auf der Landebahn so wichtig ist.

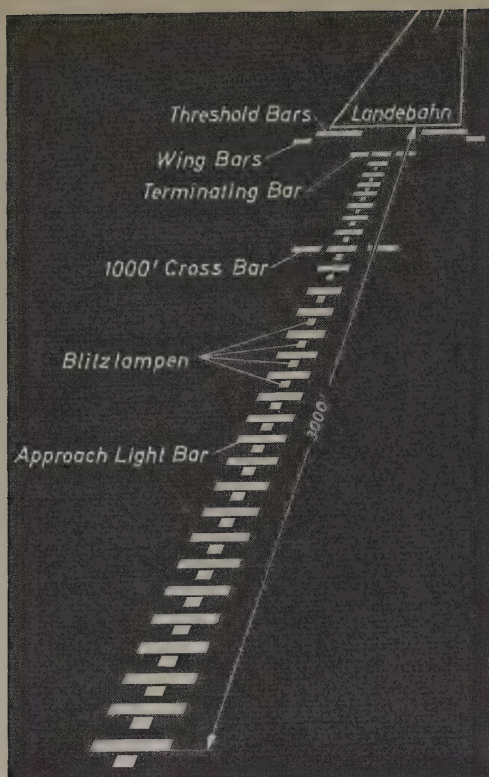
Zur Unterstützung des Landeanfluges bei Nacht oder bei unsichtigem Wetter dienen Leuchtpfade, die 3000' vor der eigentlichen Landebahn beginnen und in Abständen von 100' durch Lampen markierte Anflugstreifen (Approach Light Bars) haben. Ein breiter Querstreifen in 1000' Abstand vor der Landebahn (1000' Cross Bar) dient als zusätzliche Entfernungsmarke. Das Ende des Leuchtpfades zeigt ein breiter Schlußbalken (Terminating Bar) an, und der Beginn der Landebahn ist durch zwei breite Leuchtstreifen (Threshold Bars) gekennzeichnet, die durch zwei weitere seitliche Begrenzungsstreifen (Wing Bars) ergänzt werden.

Bei einer Schlechtwetterlandung hat der Flugzeugführer nur wenige Sekunden Zeit, um nach dem Durchstoßen der niedrigen Wolkendecke die Landebahn einwandfrei zu erkennen. Während dieser Sekunden muß er das Flugzeug mit letzten Korrekturen in die richtige Lage zur Landebahn bringen und sich entschließen, ob er endgültig zur Landung ansetzen oder noch einmal zu einem neuen Anflug durchstarten will. Die Lichter der Flugplatzbefeuerung sind bei schlechter Sicht vor allem in der Nähe von Großstädten oft nur schwer eindeutig auszumachen, denn sie dürfen eine bestimmte Helligkeit nicht überschreiten, um Blendung des Flugzeugführers infolge diffuser Streuung des Lichtes an den Wassertröpfchen in der Luft zu vermeiden.

Unter der Bezeichnung „Electronic Flash Approach System“ (EFAS) hat Sylvania eine Zusatzbeleuchtung für den Leuchtpfad auf den Markt gebracht, die sich auf großen internationalen Flughäfen, z. B. Idlewild Airport, New York, bereits bewährt hat und kürzlich auch in Deutschland versuchsweise auf dem Flughafen Hannover-Langenhagen in Betrieb genommen wurde. Sie besteht aus Elektronenblitz-Lampen, die in der Mitte des Leuchtpfades zusätzlich zu der üblichen Befeuerung angebracht sind



Eine Blitzlampe mit einstellbarem Reflektor; a) die Außenansicht, b) geöffnet



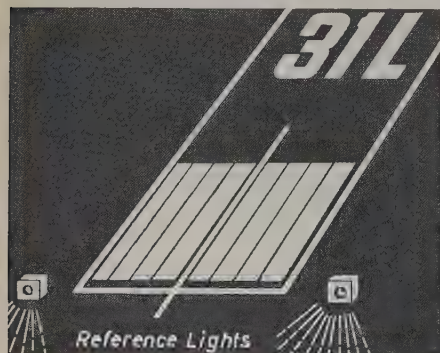
Der Leuchtpfad mit Anflugstreifen (Approach Light Bars), 1000'-Entfernungs-
marke (1000' Cross Bar), Schlußbalken (Terminating Bar), Kennzeichnung des
Beginns der Landebahn (Threshold Bars und Wing Bars) und EFAS-Blitzlampen

Aufbau

Das EFAS-System arbeitet mit beispielsweise 28 gleichwertigen Blitzlampen-Einheiten und einem zentralen Schaltwerk. Es entspricht in allen Punkten der „Civil Aeronautics Administration Specification CAA-1051“ vom 4. Aug. 1955 und genügt ebenfalls den Forderungen des „National Standard in Approach Lighting“ (AGA-NS1 vom 4. Aug. 1953). Die Blitzlampen sind in 100' Abstand auf dem Leuchtpfad angebracht, das Schaltwerk wird zweckmäßigerweise in der Mitte des Pfades montiert, um die Verkabelung zu verbilligen. Die Blitzdauer aller Einheiten ist konstant (etwa 250 μ s), ebenso die Dunkelpause zwischen dem Aufblitzen zweier aufeinanderfolgender Lampen ($\geq 5 \cdot$ Blitzdauer).

Blitzlampe

Ein wetter- und feuchtigkeitssicheres Aluminiumgehäuse, das auf der Vorderseite eine Linse von 16" Durchmesser aus hitzebeständigem Hartglas geringer Lichtabsorption aufnimmt, enthält die eigentliche Blitzröhre (Sylvania R 4336) mit Xenon-Füllung, die ein charakteristisches, blendend-weißes Licht erzeugt. Die Entladungsstrecke dieser Röhre ist in einem



Markierung des Beginns der Landebahn eines kleineren Flugplatzes durch zwei EFAS-Blitzlampen (Reference Lights)

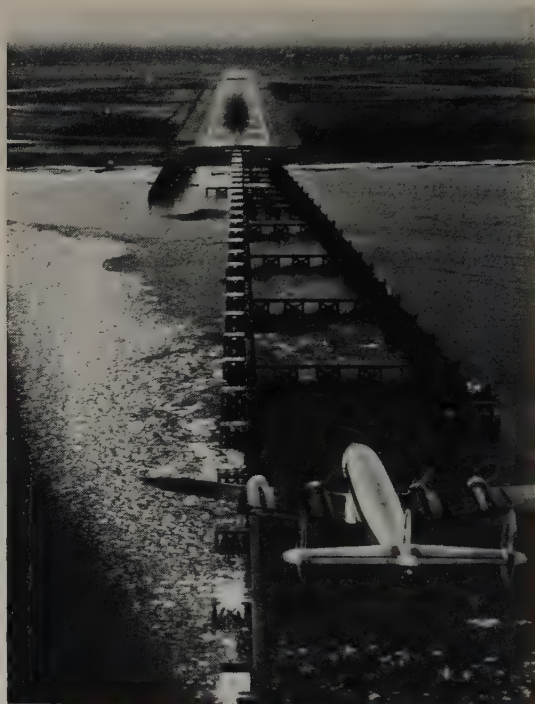
spiralförmigen Glasrohr ($3\frac{1}{2}$ Wdg.) von etwa $1\frac{1}{2}$ " Durchmesser und $1\frac{3}{4}$ " Länge untergebracht. Der Abstand Anode-Katode ist ≥ 16 ". Die relativ große Glasfläche vermindert die Lichtabsorption infolge Katodenzerstäubung und ergibt gleichzeitig eine gute Wärmeabstrahlung. Als Katode findet eine von Sylvania entwickelte Spezialkatode Verwendung, die sich durch besonders geringe Zerstäubung auszeichnet. Die R 4336 hat bei dieser Betriebsart eine garantierte Lebensdauer von 500 Betriebsstunden, entsprechend $3,6 \cdot 10^6$ Blitzen.

Der Reflektor (Messing mit starker Chromauflage) von etwa 13" Durchmesser ist so geformt, daß sich in Verbindung mit der relativ großflächigen Lichtquelle ein weiter Sichtwinkel für den Lichtblitz ergibt. Die Strahlbreite (Halbwertbreite) ist in der Horizontalen und in der Vertikalen $\geq 25^\circ$, der normale Sichtwinkel etwa 90° , und erst bei rund 120° verschwindet der Lichtblitz aus dem Blickfeld. Zum Einstellen des vertikalen Neigungswinkels ist der Reflektor über einen Hebelarm mit einer Skala ($0...15^\circ$) verbunden und läßt sich nach dieser Skala und einer mit dem Hebelarm verbundenen Wasserwaage, unabhängig von der zufälligen Stellung des Lampengehäuses gegenüber dem Erdboden, genau auf den geforderten Erhöhungswinkel einstellen.

Die Blitzlampe einschließlich Optik hat in axialer Richtung bei Nennspannung eine Helligkeit von mindestens 10000 effektiven Kerzen (gemessen nach der in CAA-1051 angegebenen Methode mit dem „Light Integrating Meter 1501-A“ der General Radio Company und auf die Farbtemperatur der Xenon-Entladung geeichter Photozelle). Die in der Blitzlampe umgesetzte Arbeit ist rund 60 Ws, der Lichtstrom (Spitzenwert) etwa $12 \cdot 10^3$ lm.

Stromversorgung

Zur Stromversorgung dient ein Vollweg-Gleichrichter mit zwei direkt-geheizten Gleichrichterröhren 1616; er lädt über einen Begrenzungswiderstand den Blitzkondensator auf. An einem Spannungsteiler wird eine Teilspannung abgegriffen, mit der der Zündkondensator über die Primär-



Mit Elektronenblitz-Anflugbefeuerung versehener Leuchtpfad im internationalen Flughafen für den Atlantik- und Weitverkehr Idlewild Airport, New York

wicklung der Zündspule aufgeladen wird. Das zentrale Schaltwerk steuert ein Relais, dessen Arbeitskontakte den Zündkondensator über die Zündspule entladen, so daß ein hoher Spannungsstoß entsteht, der über die Zündelektrode die Blitzröhre zündet. Der Gleichrichter liefert etwa 1850 V_~ und nimmt aus dem Netz rund 360 VA auf.

Zentrales Schaltwerk

Ein selbstanlaufender Synchronmotor treibt eine Welle an, über die mittels Nocken die in genau justierten Winkelabständen angebrachten Schalter gesteuert werden. Über einen Verteiler läßt sich im Bedarfsfall die Zündfolge der Lampen beliebig einstellen. Normalerweise leuchten die Lampen einzeln und nacheinander in Zeitabständen von 0,5 s auf, jedoch sind auch Gruppenschaltungen von je zwei oder vier Blitzlampen möglich. Zusätzliche Justierungen sind nicht notwendig, auch nicht an den Blitzlampen. Von dem in einem wetterfesten Gehäuse untergebrachten Schaltwerk führen Leitungen zu den einzelnen Blitzlampen und zur Stromversorgung (Leistungsaufnahme für 20 Blitzlampen etwa 1 kVA).

*

Für kleinere Flughäfen, bei denen der hier beschriebene Aufwand zu groß ist, läßt sich eine einfachere Ausführung verwenden, bei der am Anfang der Landebahn seitlich zwei Blitzlampen (Reference Lights) angebracht sind, die das eindeutige Erkennen des Beginns der Landebahn wesentlich erleichtern.

Bauteile und Bausteine für elektronische Anlagen

Ein Bericht von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1957

DK 621.38.049.7 (047.1):061.4

Die Deutsche Industrie-Messe in Hannover bietet in jedem Jahr beste Vergleichsmöglichkeiten für Fortschritte und Entwicklungsrichtungen auf allen Gebieten der Technik. In diesem Jahre war deutlich zu erkennen, daß die Einzelteile, Bausteine, Anlagen und Verfahren der Elektronik aus dem Experimentierstadium heraus sind. Die Hersteller elektronischer Geräte sind jetzt auf dem Wege zur Serienfertigung ihrer Fabrikate und damit auf dem Wege von der individuell hergestellten Anlage zur listenmäßigen Ausführung. Um trotz der dadurch bedingten Typisierung die Sonderwünsche der Kunden erfüllen zu können, teilt man die vollständige Anlage weitgehend in Bausteine auf, die dann in geeigneter Zusammenstellung den Aufbau von Anlagen für alle möglichen Sonderzwecke gestatten. Nach diesem Baukastenprinzip läßt sich dann später auch eine Erweiterung der zunächst gelieferten Grundausrüstung ohne Schwierigkeiten durchführen.

Zweierlei ist bei der Beratung des Abnehmers dabei von Bedeutung: ihn von der Zuverlässigkeit der elektronischen Anlage zu überzeugen und ihm nur für solche Anwendungszwecke elektronische Anlagen anzubieten, wo sie echte Vorteile bieten.

Zuverlässigkeit ist für Geräte der Industrie-Elektronik vor allem durch Anpassen der Konstruktion an den rauen Betrieb des Alltags zu erreichen. Ein weiterer Punkt, der dem Einsatz elektronischer Anlagen in der Industrie oftmals noch hemmend entgegensteht, ist die Wartung. Bei Ausfall einer einzigen Stufe kann unter Umständen die ganze Maschine oder sogar die Fertigung zum Stillstand kommen, und diese Ausfallzeiten sind für den Betrieb außerordentlich kostspielig. Ist die Wartung einfach, dann steigt auch das Vertrauen in die elektronische Anlage. Deshalb ist die Aufteilung in schnell und selbst von angelerntem Personal austauschbare Bausteine besonders vorteilhaft. Für die Betriebssicherheit der Anlage und des Bausteines ist primär die Betriebssicherheit aller Bauelemente von ausschlaggebender Bedeutung. Deshalb hat man mit Erfolg versucht, auch alle Einzelteile für die industrielle Elektronik den besonderen Anforderungen dieser Technik hinsichtlich Lebensdauer, Temperaturfestigkeit, Schüttelsicherheit, Unempfindlichkeit gegenüber Atmosphärien und chemischen Einflüssen anzupassen.

Relais und elektronische Zeitschalter

Elektronische Schalter und Zeitschalter mit Kaltkathodenröhren in einheitlicher Bauform zum raschen Austausch und für beliebige Zusammenstellung in größeren Steuer- und Regelungsanlagen stellte die AEG aus. Sie sind für Betrieb mit 220 V_~ bestimmt. Bei den Zeitschaltern lassen sich die Bereiche von 0,1...5 s oder von 2...20 s wählen; mit Zusatzkondensatoren erweitert sich der Bereich auf 180 s.

Das elektronische Zeitrelais „T4“ der Firma *Electronest* ist für vier Bereiche (0,05 bis 5, 30, 60 oder 120 s) lieferbar. Die Einstellung der Verzögerung erfolgt stufenlos über zwei niederohmige Potentiometer (Grob- und Feinregler). Spannungsschwankungen von $\pm 10\%$ haben auf die Zeiteinstellung keinen Einfluß.

Bei den Bausteinen für Fernmeldeanlagen im Untertage-Bergbau fiel bei *Standard Elektrik* ein druck- und wasserfest gekapseltes Transistor-Schaltgerät auf, bei dem ein Starkstromrelais über einen Transistor-Steuerstromverstärker geschaltet wird. Für Fernsteueranlagen läßt sich dabei die Steuerleitung in billiger, nichtarmerter Ausführung verlegen. An-

wendungsgebiete sind beispielsweise Fernsteuerung von Pumpen und Bandantrieben, Überwachung von Berieselungsanlagen und Wittertöffnern, Bunkerstandsanzeige usw.

Widmann & Co. liefert unter anderem auch Relaisstypen, die für den Aufbau elektronisch gesteuerter Anlagen von Interesse sind. Das Leistungskleinst-Schütz „LG 91“ für Gleichstrom, „LW 91“ für Wechselstrom schaltet trotz kleinster Abmessungen verhältnismäßig hohe Leistungen und wird vor allem bei Maschinensteuerungen, Regeleinrichtungen usw. eingesetzt. Die Kondensator-Verzögerungsrelais „KVR“ mit 600 oder 2200 VA Schaltleistung sind für Gleich- oder Wechselspannungserregung lieferbar. Bei hochempfindlichen Kontaktgebern (Hygrometer, Thermometer, Kontaktinstrumente) sind nur geringe Kontaktdrücke zulässig; außerdem erfolgt die Kontaktgabe meistens schleichend. Als Zwischenglied ist das Regel-Relais „RGR“ geeignet, das den Kontaktgeber maximal mit nur 40 mW belastet. Für elektronisch gesteuerte Prüfgeräte ist das Hochspannungs-Relais „HG 101“ bemerkenswert, denn der Kontaktteil (1 Umschaltkontakt) ist für max. 6 kV_~ bei 50 W Schaltleistung ausgelegt.

Die Forderung nach kleinsten Abmessungen bei gleichzeitig universeller Kontaktbestückung hoher Schaltleistung und langer Lebensdauer führte bei *A. Zettler* zur Konstruktion des Relais „AZ 210“ mit zwei oder vier Umschaltkontakten. Damit das Relais auch dicht neben Röhren mit großer Wärmeabstrahlung eingebaut werden kann, ist die Schutzkappe auch in Aluminium lieferbar und bietet damit wirksamen Wärmeschutz. Für hohe Schaltzahlen bei kurzen Schaltzeiten, wie sie beispielsweise in elektrischen Büromaschinen vorkommen, eignet sich das Relais „AZ 130“. Die Kontaktgabe erfolgt durch Doppelkontakte. Das Relais „AZ 12“ besteht aus zwei mechanisch gekoppelten Relais mit einseitiger oder gegenseitiger Verriegelung. Bei der ersten Ausführung wird Relais 1 nach Betätigung durch einen Stromimpuls mechanisch in seiner Arbeitsstellung gehalten und bei Betätigung von Relais 2 die mechanische Sperre von Relais 1 ausgelöst. Bei der Ausführung mit gegenseitiger Verriegelung halten sich beide Relais mechanisch, und der Anzug eines Relais hebt jeweils die Sperre des anderen auf. Für Sonderzwecke sind die meisten Relais dieser Firma auch hermetisch verschlossen lieferbar. Diese Ausführungen entsprechen den JAN- und MIL-Vorschriften. Nach dem Einbau des Relais wird das Bechergehäuse evakuiert und anschließend mit Schutzgas gefüllt.

Die Steigerung der Ansprechempfindlichkeit elektromechanischer Relais ging bisher oftmals auf Kosten der Betriebssicherheit. Die Kombination von Transistoren mit einem Relais zu einer einzigen Baueinheit ermöglicht es, ohne zusätzlichen Platzbedarf hohe Betriebssicherheit mit großer Ansprechempfindlichkeit zu verbinden. *Dr. B. Lange* und *Siemens* zeigten beispielsweise derartige Transistor-Relais, vorwiegend für Photozellen-Steuerung. Das „Ultra-Relais“ (*Dr. B. Lange*) ist in fünf verschiedenen Ausführungen mit Ansprechströmen zwischen 1 μ A und 2 mA lieferbar; Ausgangs-Schaltleistung 200 W oder 2 kW. Ein Transistor-Verzögerungsrelais mit bis zu 5 min Verzögerungszeit fertigt auch *F. Baumgartner*; ebenso liefert diese Firma Verzögerungsrelais mit Kaltkathoden-Thyratron als Baueinheit.

Potentiometer und Servomotoren für die Regelungstechnik

Funktionsgeber sind nichtlineare Potentiometer, mit denen man in Abhängigkeit vom Drehwinkel Widerstandsänderungen nach einer bestimmten Funktion erhält und mit denen man damit Bewegungsvorgänge beispielsweise in Spannungsänderungen nach gewünschtem Funktionsverlauf umwandeln kann. Für viele Zwecke der Meß- und Regelungstechnik sowie für Rechenanlagen sind derartige Geber, wenn sie präzise genug gearbeitet sind und keiner merklichen Abnutzung unterliegen, von großem Interesse. *Beckman Instruments GmbH* zeigte die *Helipot*-Wendel- und -Ringpotentiometer, die serienmäßig mit zehn verschiedenen Funktionskurven lieferbar sind und auf Wunsch auch in anderer Form hergestellt werden können.

Ein sehr umfangreiches Programm auf diesem Gebiet zeigte auch die *Novotechnik GmbH*, unter anderem Feindraht-Potentiometer höchster Genauigkeit in Stabform oder als Drehwiderstände. Für Analogrechner, elektromechanische Integratoren, Kompensatoren und automatisch abgleichende Brücken stehen weiterhin als Bauelemente Nachdrehpotentiometer, Gleichstrom-Stellmotoren in Miniaturausführung und Fernübertragungssysteme auf dem Programm. Bei dem Sinusgeber „IBD“ wird der Schleifkontakt mittels Planetengetriebes in sinusförmiger Bewegung auf einem Stabpotentiometer mit linearer Kennlinie bewegt. Dadurch

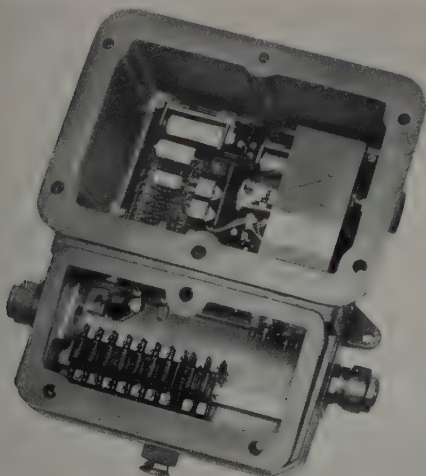
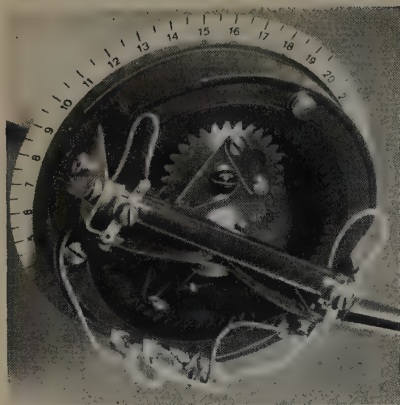


Bild 1. Transistor-Schaltgerät in druckfestem Gußgehäuse (Standard Elektrik AG)



kann man beispielsweise Sinusspannungen mit einer Frequenz bis 5 Hz erzeugen sowie bei Kupplung zweier Potentiometer auch zwei Sinusspannungen gleicher Frequenz, aber verschiedener Phasenlage und verschiedener Amplitude.

Bild 2. Sinus-Geber „IBD“ (Novotechnik GmbH)

Servo-Motorgeneratoren als Antriebselemente für die Steuerungs- und Regelungstechnik zeigte *Contraves AG*. Sie erfüllen die zwei wesentlichen Bedingungen, die an den Stellmotor zu stellen sind: einfache Reversierbarkeit und hohes Beschleunigungs- und Bremsvermögen. Durch Einführen einer tachometrischen Gegenkopplung in das System, d. h. eines der Motordrehzahl proportionalen Signales, das auf den Eingang rückgeführt wird und dem Steuersignal entgegenwirkt, lassen sich zwei weitere Forderungen erfüllen: Linearität der Steuerfunktion (Motordrehzahl proportional der Eingangsgröße) sowie Verbesserung der Stabilität durch zusätzliche Dämpfung. Der *Contraves*-Motorgenerator besteht aus dem Wechselstrom-Tachometer-Generator, dem zweiphasigen Asynchronmotor mit Käfiganker und zwei um 90° elektrisch gegeneinander verschobenen Wicklungen sowie dem Untersetzungsgetriebe, die in einem Leichtmetallgehäuse zu einer kompakten Einheit vereint sind. Die Anwendung ist für alle Steuerungs- und Regelungsaufgaben angezeigt, die eine empfindliche und kontinuierliche Steuerung der Last in Abhängigkeit von sich schnell ändernden Signalen fordern.

Geber für die Steuerungs- und Regelungstechnik

Die Dehnungsmeßbrücke „PT 1200“ der *Elektro Spezial* ermöglicht für statische und dynamische Messungen eingangsseitig den Anschluß von halben und ganzen Dehnungsmeßstreifen-Brücken sowie von induktiven Gebern und ausgangsseitig den Anschluß von Elektronenstrahl-Oszillografen, Schleifen-Oszillografen und Drehschleifern. Diese Dehnungsmeßbrücke kann beispielsweise mit der automatischen Meßstellenumschalt-Einrichtung für zehn Meßstellen kombiniert werden, ist aber wegen des auch hier angewandten Baukastensystems ebenso für das Messen an hundert Meßstellen erweiterungsfähig. Es ergeben sich damit interessante Anwendungsmöglichkeiten, beispielsweise in der Großchemie und in Erdölraffinerien, wo es darauf ankommt, die Meßwerte sehr vieler Meßstellen an einer Stelle übersichtlich zur Verfügung zu haben.



Bild 3. Dehnungsmeßbrücke „PT 1200“ (Elektro Spezial GmbH)

Dehnungsmeßstreifen wurden in Hannover in vielfältiger Auswahl angeboten. *Vibrometer* bietet allein 108 verschiedene Typen und Muster der *Teddington*-Streifen serienmäßig an (Widerstandswerte 120...2500 Ω , Genauigkeit $\pm 0,5\%$, aktive Länge 3...50 mm, max. Betriebstemperatur 110° C).

Verblüffend einfach und schnell ist das Kleben der „SR 4“-Streifen (*Baldwin-Linzenz*), die *Hottinger-Meßtechnik* vorführte. Ein selbsthärtender, polymerisierender „Klebstoff H“ wird kalt aufgebracht und nach wenigen Stunden, unter Umständen schon nach einer Stunde, ist der Streifen zur Messung einsatzbereit. Die Temperatur der Meßstellen darf bis zu 70° erreichen. Für höhere Temperaturen (bis 200° C) wird ein ofenhärtendes Phenolharz benutzt. Kriecheffekte sind bei dieser Art der Klebung nicht mehr meßbar.

Umschalteinheiten, Registriergeräte, Trägerfrequenz-Oszillatoren und andere Bausteine für die Dehnungsmeßstreifen-Technik werden von *K. Brandau* wahlweise für jeden Verwendungszweck zusammengestellt. In

ähnlicher Form lassen sich auch Meßplätze für die elektrische Messung mechanischer Größen mit den Bausteinen der Firma *Vibrometer* zusammenfassen.

Unter den photoelektrischen Gebern sah man bei *Dr. B. Lange* neben Kadmiumsulfid-Zellen neue Bleisulfid-Photowiderstände und Silizium-Photoelemente. Die Silizium-Photoelemente sind hauptsächlich für meßtechnische Anwendungen bestimmt und dafür deshalb besonders geeignet, weil die Stromkurve praktisch linear ist. Die Photospannung bleibt mit rund 0,5 V ab 20000 lx praktisch konstant, so daß die Einheit auch als lichtelektrische Stromquelle für Transistorgeräte und Meßeinrichtungen dienen kann. Die Leistung bei 100000 lx ist rund 6 mW/cm², erreicht damit also etwa 10% Ausbeute der auffallenden Strahlungsenergie. Bei Zellen mit 30 mm Durchmesser ergeben sich Ströme bis 0,4 A. Die Trägerspannung ist $< 0,01$ s, der zulässige Temperaturbereich $-60^{\circ}\text{C} \dots +175^{\circ}\text{C}$ und der nutzbare Spektralbereich 300...1800 nm, reicht also bis weit ins Infrarotgebiet. Mikrozellen haben ein Gewicht von nur 0,1 g; Normalausführungen sind mit Anschlußklemmen oder mit Schraub- oder Steckfassungen sowie mit Linsenfenster oder zu Zellenbatterien zusammengeschaltet lieferbar.

Meß-Thernewide sind als Temperaturfühler oder als Heißeiter zur Relaisverzögerung vielseitig anwendbare Bauelemente für elektronische Anlagen. Bei geringer Trägheit ändert sich bei dem *Siemens*-Meß-Thernewid „K 16“ der Widerstand von 5 k Ω bei 20° C auf 60 Ω bei der maximal zugelassenen Temperatur von 200° C.

Die induktive Meßanlage „IDM“ der *Askania-Werke* zum Messen statischer und dynamischer Änderungen mechanischer Größen besteht aus einer Brücken-Meßschaltung und verschiedenen induktiven Gebern. Bei statischen Vorgängen werden die Meßwerte direkt am Meßgerät abgelesen, bei dynamischen Vorgängen (bis 3000 Hz) mittels Oszillograf oder NF-Schreiber registriert. Das Meßprinzip ist eine induktive Brücken-Meßmethode mit amplitudenmodulierter Trägerfrequenz von 16 kHz.

Zum oszillografischen Registrieren oder für die schreibende Aufzeichnung von mechanischen Vorgängen stellt *Hottinger-Meßtechnik* austauschbare und umschaltbare Geber verschiedener Ausführung mit unterschiedlichen

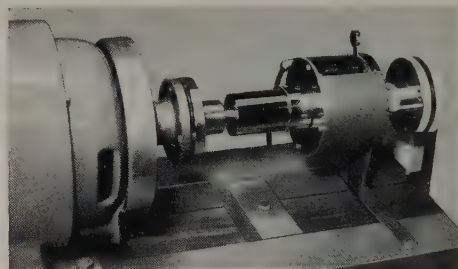


Bild 4. Drehmoment-aufnehmer zwischen Antrieb und Belastung (Hottinger-Meßtechnik)

Empfindlichkeiten her. Zum Fertigungsprogramm gehören induktive Weggeber für lineare Meßwege von ± 1 , ± 10 und ± 50 mm, induktive tastlose Aufnehmer für ferromagnetische Werkstoffe mit Stirnflächendurchmessern von 4, 8 und 14 mm sowie mit 12 mm bei einem Doppelsystem, induktive Dehnungsaufnehmer, Beschleunigungs-, Schwingweg- und Schwingungsaufnehmer sowie Schleifringköpfe zum Verbinden elektrischer Meßwertgeber an rotierenden Bauteilen mit dem Registriergerät.

Kontaktlose Geber nach induktivem Arbeitsprinzip gehören zum Arbeitsprogramm von *Schoppe & Faeser*. Neu hinzugekommen sind kontaktlose Kompensatoren für den Abgleich von induktiven Ferngeberspannungen. Eine Neuentwicklung ist das Rechensystem „R 70“, mit dem sich kontaktlose Kompensatoren auch zum Messen von Brückenspannungen einsetzen lassen. Die Systeme sind in der Lage, selbst kleine cos- und sin-Werte mit einem Fehler von höchstens $\pm 1\%$ zu multiplizieren. Das „Varistron“, ein Temperaturmeß- und -regelgerät für Kesselanlagen, mißt die Temperatur mit einem Widerstandsthermometer in Brückenschaltung. Die Brücke wird über ein Rechensystem gespeist. Der Rotor des Rechensystems ist mit einem Servomotor mechanisch gekuppelt, der über einen Verstärker von der Differenz zwischen Brückendiagonal- und Vergleichsspannung gespeist wird. Große Meßgenauigkeit über den ganzen Skalenbereich, Überlastbarkeit und Nullpunkt Konstanz bei schwankender Raumtemperatur sind die Kennzeichen dieser Anlage. Auf ähnlicher Basis arbeitet ein Frequenzmeßgerät als Geber für Regelanlagen. Als neues Bauelement der Regelungstechnik ist ein Differentialtransformator zu werten, der als induktiver Geber vielfach Widerstandsgeber ersetzen kann. Der lineare Anzeige- und Regelungsbereich ist 5 mm Hub bei max. $\pm 0,1\%$ Linearitätsfehler für 3 mm Kernverstellung.

Zum trägheitsarmen Anzeigen der absoluten und relativen Feuchtigkeit zeigte auch die *AEG* in diesem Jahr einen Lithiumchlorid-Feuchtegeber. Ein Gewebe ist mit einer stark hygroskopischen Lithiumchlorid-Lösung

getränkt und nimmt Wasser aus der Luft auf. Gleichzeitig wird durch die Wärmewirkung eines elektrisch erhitzten Leiters Wasser aus dem Gewebe verdampft und dadurch dessen Widerstand verändert. Es stellt sich dann ein Gleichgewichtszustand ein, dessen Temperatur ein Maß für die Luftfeuchtigkeit ist. Diese Temperatur wird gemessen und in Prozent relativer Feuchte oder in ° Celsius Taupunkt angezeigt. Meßbereich: 10...100% relative Feuchte im Temperaturbereich 10...40° C.

Aus Bausteinen zusammengesetzte Sortierautomaten und automatische Meßplätze für verschiedene Meßaufgaben liefert *Klemt*. Die Grundeinheit sind jeweils Toleranz-Meßbrücken, die als Geber arbeiten und mit Umschalteneinheiten, Weichen und automatischen Meßklemmen in einem Rahmen am Sortiertisch vereinigt sind.

Lichtelektrische Steuerungen

Lichtschranken in Baukastenform, bestehend aus Phototransistor und Transistorverstärker, zeigte die *AEG* erstmalig in Deutschland. Die Einheiten Verstärker, Netzteil und Relais sind auf einer Grundplatte steckbar angeordnet. Der infrarotempfindliche Empfänger, der beim Einsatz in Walzwerken auch auf Wärmestrahlen ansprechen soll, ist mit einem

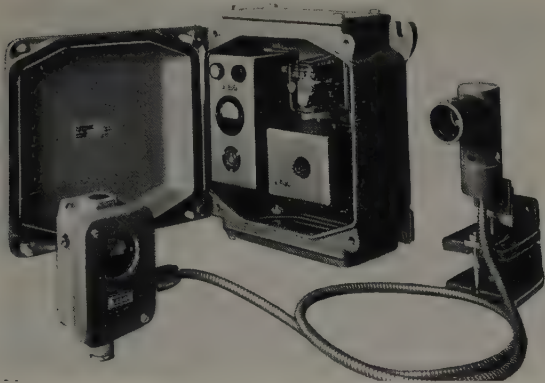


Bild 6. Lichtschranke der AEG mit Phototransistor und Transistorverstärker

Telefunken-Germanium-Phototransistor bestückt. Temperaturbereich maximal 60° C. Der Leistungsverbrauch des Verstärkers ist mit nur 0,5 W noch niedriger als der einer Signallampe. Für die Verbindung von Geber und Verstärker sind Leitungslängen bis 1000 m zulässig. Die Bausteine werden entweder in gußgekapselter Ausführung aufgestellt oder in Steuerungsschränke eingebaut. Die Glühlampe der Lichtschranken kann mit Unterspannung arbeiten, weil das Maximum der spektralen Empfindlichkeit des Phototransistors bei 1,5 µ liegt und die Empfindlichkeit wesentlich höher als die der bisher benutzten Photodioden oder Photowiderstände ist; dadurch ergibt sich für die Lampe eine sehr hohe Betriebsstundenzahl.

Die photoelektrische Steuerungs- und Zählanlage für Impulserregung läßt sich ebenfalls bausteinartig zusammenstellen. Kurzzeitig auftretende Farb- oder Kontrastunterschiede werden für einen Schalt-, Zähl- oder Sortiervorgang ausgenutzt. Als Geber lassen sich Photozelligeber mit verschiedenartigen Zellen ebensogut verwenden wie mechanische Taster oder andere Geber. Röhrenschalter für Selbst- oder Fremdlöschung der Schalthydratrons lassen sich wahlweise einbauen, und schließlich können noch Fernzähler oder zwei-, vier- oder sechsstellige Zählerkombinationen angeschaltet werden.

Die Klein-Lichtschranke der *Durag Apparatebau GmbH* enthält ein Photoelement und einen Transistorverstärker. Eine Reihe von Standardgeräten in einheitlichen Leichtmetall-Gußgehäusen kann zu Lichtschranken, Strahlungsschranken, Flammenwächtern, Feuerungsautomaten oder Abtastgeräten zusammengesetzt werden. Ausdrücklich wird betont, daß sich bei den photoelektrischen Geräten jedes Gerät mit jeder Lichtsender- und Lichtempfängerausführung ausrüsten läßt, wobei die Steuerung durch totale Unterbrechung, Absorption oder Reflexion des Lichtstrahls erfolgt.

Transduktoren

Bei Magnetverstärkern unterscheiden die Hersteller im allgemeinen zwischen Vorstufen- und Leistungsstufen-Transduktoren. Die Vorstufentypen sind mit Nickeleisen-Kern in Bandring-Ausführung oder geschichtet aufgebaut. Bei den *AEG*-Typen ist die Steuerwicklung etwa hundertfach überlastbar. Die Ausgangs-Gleichstromleistung liegt zwischen 2 und 400 W, bei den *Siemens*-Typen zwischen 20 und 115 W. Transduktoren sind auch in Gießharzausführung und wahlweise einzeln oder als komplette Steuerstufen lieferbar. Für Leistungsstufen bevorzugt man im allgemeinen den Einzelaufbau. Der Zusammenbau mit den Gleichrichtern und den übrigen Schaltelementen erfolgt dann erst im endgültigen Gerät. Die Ausgangsleistungen der Seriengeräte liegen zwischen 100 VA und 80 kVA (*Siemens*)

oder zwischen 30 VA und 36 kVA (*AEG*). Transduktoren größerer Leistung (bis 1000 kVA) sind als Sonderausführungen ebenfalls lieferbar.

Strahlungsmesstechnik und elektronische Zähleinrichtungen

Elektro Spezial zeigte bereits im vergangenen Jahr Strahlungsmessgeräte nach dem Bausteinprinzip für die verschiedensten Zwecke. Mit Rücksicht auf die noch sehr im Fluß befindliche Entwicklung wählte man dieses Prinzip, weil es an vielen Stellen noch nicht möglich ist, sofort einen vollständig ausgerüsteten Meßplatz einzurichten. Das Bausteinprinzip ermöglicht es, etwa durch Neuentwicklung überholte Geräte später mühelos zu ersetzen. Dieses zweckmäßige Prinzip ist noch weiter vervollkommen worden, und der Baukastensatz wurde durch neue Einheiten ergänzt. Einheitliche Rahmen werden mit den genormten Einheiten in wahlweiser Zusammenstellung bestückt. Zum ersten Rahmen können bei Erweiterung später weitere Rahmen hinzukommen, und auch für Eigenentwicklungen sind Leerchassis lieferbar. Als Beispiele für solche Bausteine seien hier genannt: Hochspannungseinheit 0...3 kV, Hochspannungseinheit 2...5 kV, elektronische Zähleinheiten ohne und mit Impulsvorwahl durch Drucktastenschalter, Ratemeter-Einheit, Steuereinheit für zentrale Start-Stop-Null-Steuerung, Vorverstärker 1 : 1000, Linearverstärker 1 : 100, elektromechanische Zeiteinheit mit Vorwahl, elektromechanische Zeiteinheit mit Registrierung, Steckeinheit mit E 1 T für 30 kHz, Steckeinheit mit E 1 T und zwei- oder fünffacher Untersetzung, Steckeinheit mit elektromechanischem Zähler, Stromversorgungsteil, Tintenschreiber, Zeitdrucker, Koinzidenzstufe. Selbst die Bleikammer ist bei *Elektro Spezial* bausteinartig zusammengesetzt und läßt sich deshalb für beliebige Strahlungsmesssonden bis 80 mm Durchmesser verwenden.

Bei den Geiger-Müller-Zählrohren sah man zahlreiche ausländische Fabrikate. *P. Firchow Nachf.* vertritt die 20th Century Electronics mit einem außerordentlich vielseitigen Programm an Zählrohren aller Art, einschließlich Neutronen-Zähler für thermische Neutronen auf Bor-Tri-fluorid-Basis unter Ausnutzung der B¹⁰-Reaktion (n, α). Auch *Siemens* nahm die Fertigung und den Vertrieb von GM-Zählrohren neu auf. Praktisch sind bereits alle wichtigen Formen und Arten vertreten.

Das Produktionsprogramm der *Frieseke & Hoepfner GmbH* enthält eine reiche Auswahl an Grundgeräten, aus denen sich durch Kombination Meßanordnungen für viele kernphysikalische Messungen und Untersuchungen in Medizin, Physik und Technik zusammenstellen lassen. Das Grundgeräte-Programm enthält beispielsweise Zähl- und Integriergeräte, Linearverstärker, Einkanal-Diskriminatoren, Registriergeräte, Probenwechsler, Bleiabschirmungen, Meßverstärker sowie eine reiche Auswahl an Strahlungsdetektoren (GM-Zählrohre, Proportional- und Szintillationszähler, Ionisationskammern).



Bild 7. Meßverstärker „FH 56“ (*Frieseke & Hoepfner GmbH*)

Einen besonders preisgünstigen Strahlungsmesser mit Kleinhörer für Röntgen- und Gammastrahlen bot *Grundig* an. Ein Transistor-Gleichspannungswandler liefert die Betriebsspannung für das GM-Zählrohr, und ein Transistorverstärker dient zum Verstärken der Impulse. Zur Stromversorgung genügt eine 1,5-V-Heizzelle.

Eine steckbare Zähldekade zur direkten dekadischen Anzeige mit großen leuchtenden Ziffern ist mit Kaltkathodenröhren *Cerberus* GR 21 bestückt, die sowohl zur Anzeige als auch zur Impulsuntersetzung dienen. Dieses Modell „470“ von *Günther & Tegetmeyer* kann für Vor- und Rückwärtszählung Verwendung finden. Bei einem Auflösungsvermögen von 300 µs ist die Zählgeschwindigkeit bis zu 2300 Imp/s. Da die Röhre eine mittlere Lebensdauer von 25000 Betriebsstunden hat, läßt sie sich direkt in die Schaltung einlöten, so daß sich dadurch eine besonders raumsparende Einheit ergibt. Weiterhin liefert diese Firma auch alle Zählgeräte von *Berkeley* (Zählfrequenzen bis 1 MHz), magnetische Zählgeräte ohne Röhren sowie alles Zubehör für Strahlungsmessungen.

*

Trotz der fast unüberschbaren Fülle an Einzelheiten, trotz der vielseitigen Verwendungsmöglichkeiten ist eines nicht zu verkennen: die zunehmende Tendenz zur Typenbeschränkung, der Weg vom Spezialgerät zur anpassungsfähigen und vielseitig zusammenstellbaren Baukastenform. Niedrige Herstellungskosten, erhöhte Betriebssicherheit, bessere Wartungs- und Reparaturmöglichkeiten werden, nachdem heute eine solide Grundlage für den praktischen Einsatz geschaffen worden ist, den elektronischen Anlagen immer neue Aufgaben stellen und immer weitere Abnehmer für sie gewinnen.

G. Rose

Diathermiegerät zur Behandlung im Strahlungsfeld

DK 615.84:621.373.4

Die Wahl geeigneter Frequenzen bei Diathermiegeräten bietet die Möglichkeit, bei weitgehender Entlastung der Fettschichten dem tiefer liegenden Gewebe größere Energiebeträge zuzuführen (Bild 1). Ein von Valvo auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover gezeigtes Labormuster arbeitet deshalb mit einer Frequenz von 461,04 MHz (= 65 cm).

Der Generator ist mit einer luftgekühlten Triode Valvo TBL 2/300 in Gitterbasisschaltung aufgebaut (Bild 2), die in diesem Frequenzgebiet noch mit etwa 65% Anoden-Wirkungsgrad arbeitet. Da sich dabei Kreise genügend hoher Blindleistung verwenden lassen, liegen die durch wechselnde Belastung hervorgerufenen Frequenzabweichungen von im Mittel $\pm 0,5\%$ noch weit unter der zulässigen Grenze von $\pm 2\%$.

Als Schwingkreise dienen einfach aufzubauende, kurzgeschlossene Koaxialleitungen (Bild 3). Die Anode selbst ist in einem unten geschlitzten Rohr gehalten, das gleichzeitig zur Zuführung von Kühlluft dient. Eine Teflonfolie stellt die HF-mäßige Verbindung zum eigentlichen Anoden-

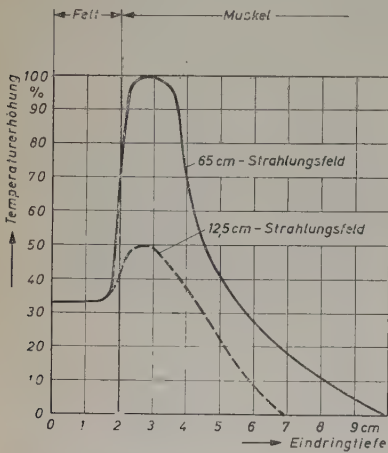


Bild 1. Relative Temperaturerhöhung im Zweischichtenphantom bei Bestrahlung mit Dezimeterwellen

Bild 2. Ersatzschaltbild des Diathermiegenerators in Gitterbasisschaltung

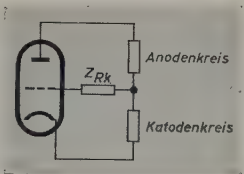


Bild 6. Ansicht des Labormusters eines 65-cm-Diathermiegerätes

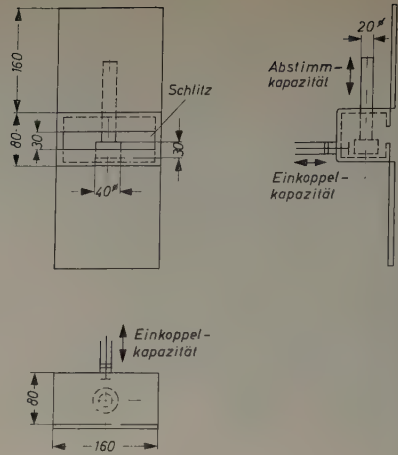
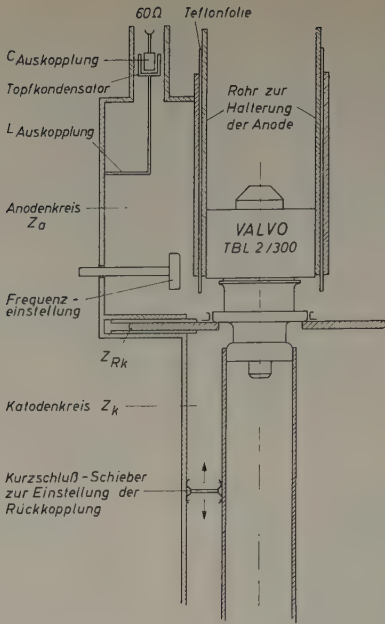
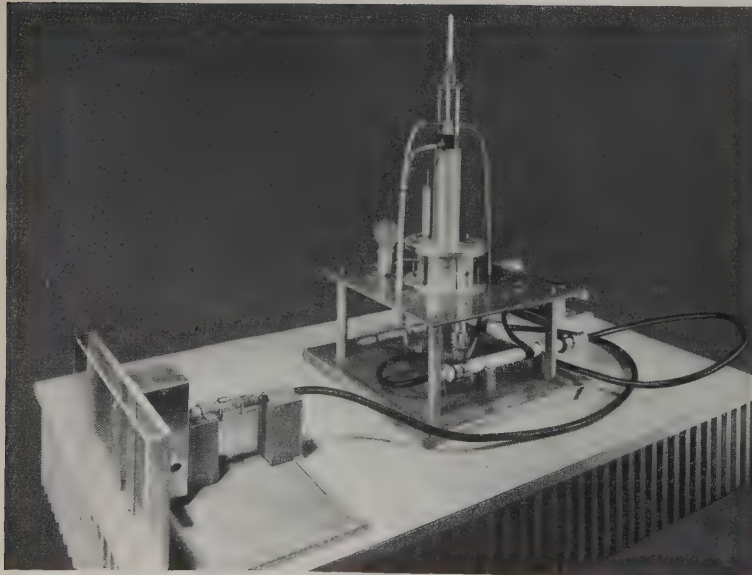


Bild 4. Aufbau des Schlitzstrahlers für 461 MHz

Bild 3. Prinzipieller Aufbau des Dezimeterwellengenerators mit der TBL 2/300

kreis her. Die Rückkopplung erfolgt über die dem Katoden- wie dem Gitterkreis gemeinsame Impedanz Z_{RK} . Als Gitterwiderstand wird eine Glühlampe 220 V/40 W verwendet, deren nichtlineare Charakteristik bei wechselnder Belastung den Gitterstrom begrenzt.

Die HF-Energie wird dem Anodenkreis über eine Koppelschleife entnommen, deren Streuinduktivität mit einem Topfkondensator wegzustimmen ist. Ein im Anschlußkabel eingebautes Filter verhindert die Oberwellenabstrahlung. Für Frequenzen über 600 MHz ist die Dämpfung > 40 dB, das Stehwellenverhältnis $< 1,1$.

Für den Generator wurde ein spezieller Schlitzstrahler entwickelt (Bild 4). Durch Blenden ist das Umgreifen des Feldes verhindert. Eine 30 mm vor dem Schlitz angebrachte Plexiglasscheibe bestimmt den Ort des zu bestrahlenden Körpers. Für lokale Behandlung kann auch ein mit Keramik gefüllter Wellenleiter von 50 mm Durchmesser und 67,5 mm Länge verwendet werden (Bild 5). Beide Strahler sind auf den Kabelanschlußwert von 60 Ohm angepaßt.

(Nach Unterlagen der Valvo GmbH)

Meßergebnisse an einem Abschlußwiderstand von 60 Ohm

$U_a = 1750$ V	$I_a = 345$ mA	$I_q = 100$ mA
$W_o = 266$ W	$W_{ia} = 640$ W	$\eta_{pes} = 41,5\%$

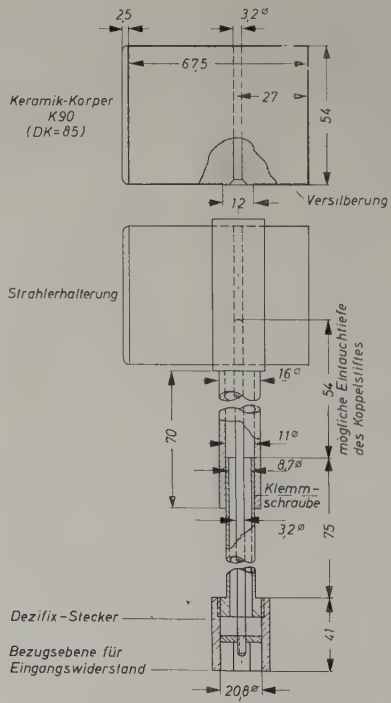
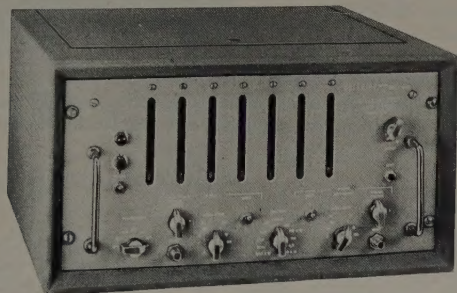


Bild 5. Aufbau des keramischen Strahlers für 461 MHz

Universal-Zähler und Zeitmesser „7360“

Dieser Universal-Zähler (Hersteller: *Berkeley Division of Beckman Instruments, Inc.*, Deutsche Vertretung: *Beckman Instruments GmbH*, München) ist ein elektronischer Hochgeschwindigkeitszähler, der in Verbindung mit einer eingebauten Zeitbasis das Abzählen der während der Meßzeit ankommenden Signale oder der während eines durch Start und Stoppsignal gegebenen Zeitintervalles anfallenden Zeitmarken gestattet. Auch unregelmäßig auftretende Signale mit einer Häufigkeit bis zu einer Million Vorgängen je Sekunde sowie Zeitintervalle von $1 \mu s$... 10^7 s (116 Tage)



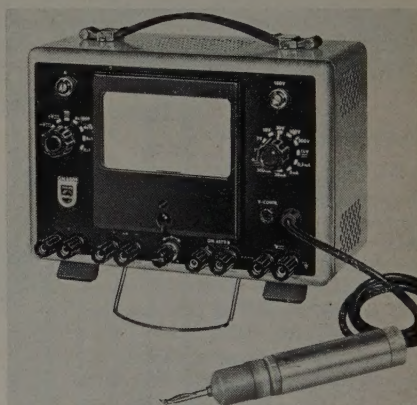
lassen sich zählen. Beginn und Ende der Zeitmessung lassen sich durch einen oder mehrere voneinander unabhängige Spannungsgeber steuern. Dabei kann man wählen, ob der Zähler bei Spannungsanstieg oder -abfall starten oder stoppen soll. Die Zeitbasis besteht aus einem quarzgesteuerten 1-MHz-Oszillator in einem Thermostaten und nachfolgenden dekadischen Frequenzteilerstufen. Bei Frequenzzählung läßt sich die Meßzeit in Stufen von 10^{-6} ... 10 s einstellen. Ein besonders interessantes Anwendungsgebiet ist die Messung des Verhältnisses zweier

Frequenzen oder Drehzahlen, wobei auch die Möglichkeit besteht, den Mittelwert über das zehnfache Frequenz- oder Drehzahlverhältnis zu messen.

Die Eingangsschaltung des direktgekoppelten Verstärkers hat $10 M\Omega$ Eingangswiderstand, ist jedoch auch auf *RC*-gekoppelte Eingangsschaltung umschaltbar. An die Form des Eingangssignales werden keine besonderen Anforderungen gestellt, die Anstiegszeit der Spannung ist vielmehr beliebig. Dadurch ist auch die Verwendung von Photozellen und anderen Gebern ohne zusätzliche Impulsformerstufen möglich. Ein Polaritätsschalter gestattet, das Gerät wahlweise mittels ansteigender oder abfallender Signale zu steuern, ebenso ist ein Eingang zum Anschluß externer Frequenznormale vorhanden.

Service-Röhrenvoltmeter „GM 6009“

Mit diesem neuen Röhrenvoltmeter der *Elektro Spezial GmbH* lassen sich Gleichspannungen zwischen 10 mV und 1000 V direkt sowie mit dem zusätzlichen Hochspannungs-Meßkopf „GM 4579 B“ bis 30 kV messen; Wechselspannungsmessungen (100 mV_{eff}... 300 V_{eff}) sind im Frequenzbereich 20 Hz... 100 MHz möglich. Für die Gleichstrommessungen ($10 \mu A$... 300 mA in vier Meßbereichen) wird das eingebaute Drehspul-



NEU

NEU



DC 13-18

NEU

EINE NEUE

TELEFUNKEN

ELEKTRONENSTRAHLRÖHRE

mit sehr großer Helligkeit. Diese Röhre ist besonders geeignet für Geräte, die nach dem Impulsreflexionsverfahren arbeiten.

instrument direkt benutzt. Widerstandsmessungen ($10\ \Omega \dots 10\ \text{M}\Omega$) sind unter Verwendung der stabilisierten Anodenspannung direkt mit dem Drehschaltinstrument möglich; außerdem lassen sich Isolationswiderstände bis etwa $1000\ \text{M}\Omega$ mit Hilfe der Eichspannung ($100\ \text{V}$) messen.

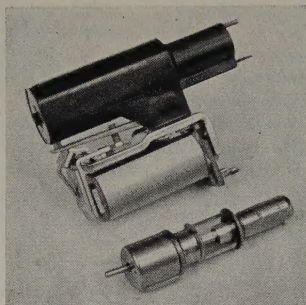
Die Meßanordnung ist eine symmetrische Brückenschaltung mit der E 80 CC. Die Gleichrichtung der zu messenden Wechselspannung erfolgt durch die im Meßkopf untergebrachte Diode EAA 91, deren Anlaufstrom durch die gleich große Anlaufspannung der zweiten Diodenstrecke, die in den zweiten Brückenast gegeben wird, kompensiert wird. Mit Hilfe des zusätzlichen UHF-Meßkopfes „GM 6050“ lassen sich auch HF-Spannungen bis $16\ \text{V}_{\text{eff}}$ im Frequenzbereich $0,1 \dots 800\ \text{MHz}$ messen.

Magnetverstärker-Rechengerät

Die *Brown, Boveri & Cie. AG* hat ein Rechengerät (Bauteil 988) entwickelt, das ohne bewegliche Teile nur mit Magnetverstärkern arbeitet und Multiplikationen sowie Divisionen ausführen kann. Die miteinander umzusetzenden Größen können reine oder im Doppelweg gleichgerichtete Wechselspannungen sein. Sind A und B die beiden Eingangsspannungen, dann ergibt sich für die gerechnete Spannung $C = k \cdot A \cdot B$, worin k eine von der Dimensionierung des Gerätes abhängige Konstante ist. — In Walzwerken werden durch sinnvolle Kombination dieser Rechengeräte auch wesentlich schwierigere Rechenoperationen ausgeführt.

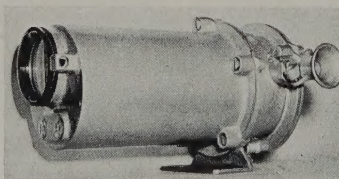
Vakuumschalter

Der Vakuumschalter „T sch 183“ der *Siemens & Halske AG* ist ein vielseitig verwendbares Bauelement, das bei außerordentlich gedrängtem Aufbau Schaltleistungen bis zu $2\ \text{kW}$ bei Spannungen bis zu $2\ \text{kV}$ zuläßt. Als ein in sich geschlossenes Teil läßt sich der Vakuumschalter leicht den verschiedenartigsten Konstruktionen anpassen. Er wird beispielsweise zum Schalten der Hochspannung bei Funkanlagen, Leuchtröhren, medizinischen Apparaten usw. benutzt, kann aber auch in Fernmeldeanlagen angewandt werden, wenn auf besondere Kontaktsicherheit Wert gelegt wird. Der Schalter besteht aus einem evakuierten Glasrohr, in dem sich ein Ruhekontakt befindet, der von außen über eine Metallmembran betätigt wird. Erteilt man dem Betätigungsstab durch entsprechenden Einbau eine Vorspannung, dann wirkt der Kontakt als Arbeitskontakt. Der Schalter arbeitet völlig geräuschfrei, für seine Betätigung ist eine Kraft von $85 \pm 15\ \text{g}$ erforderlich. Die Abschaltung erfolgt vollkommen lichtbogenfrei in etwa $1\ \mu\text{s}$, auch wenn der Betätigungsstab schleichend bewegt wird. Bei induktiven Belastungen sind drei Betätigungen je Sekunde, bei induktionsfreien Belastungen 20 Betätigungen je Sekunde zulässig.



„Fernauge“ jetzt auch im Bergbau

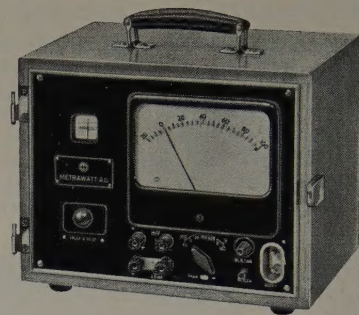
Für den Einsatz im Bergbau, in der chemischen Industrie und in der Gas-Wirtschaft haben die *Grundig-Werke* in Zusammenarbeit mit der Firma *Raeder & Co., Altendorf/Ruhr*, die Kamera des „Fernauges“ mit einem schlagwetter- und explosions sicheren Gehäuse ausgestattet. Es besteht aus einer druckfesten Kapsel in Form eines Stahlzylinders, dessen vordere Abschlußplatte ein den behördlichen Sicherheitsvorschriften entsprechendes starkes Fenster aus Plexiglas für den Durchblick des Kameraobjektives enthält. Die Typenprüfung auf der Berggewerkchaftlichen Versuchsstrecke in Dortmund-Derne hat die volle Eignung und Sicherheit der Neuentwicklung für den Schlagwetterschutz und



die Explosionsklassen 1 und 2 (VDE 0170/0171) bewiesen. Für den Fall, daß die Explosionsklasse 3 gefordert wird, ist eine Einzelprüfung bei der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig notwendig.

Selbsttätig kompensierender Spannungsmesser

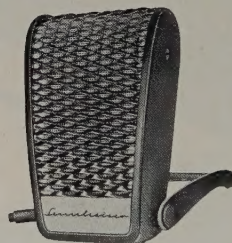
Ein neuer selbsttätig kompensierender Spannungsmesser der *Metrawatt AG* enthält den schon lange bekannten Gleichspannungskompensator derselben Firma als Bauelement. Der kleinste Meßbereich des Gerätes ist $2\ \text{mV}$, der Innenwiderstand infolge unvollständiger Kompensation $> 1\ \text{M}\Omega/\text{V}$, der Meßfehler max. $1,5\%$. Das Gerät ist völlig nullpunktstfest. Über zwei Anschlußklemmen auf der Vorderseite ist auch der Anschluß eines Registriergerätes möglich, das dazu in den Ausgangsleichstromkreis des selbsttätigen Kompensators eingeschaltet wird.



Industrie-Stethoskop

Für viele industrielle Zwecke besteht ein Bedürfnis nach einem leicht tragbaren Stethoskop, das beispielsweise zum Feststellen der Ursachen von Geräuschen in Werkzeugmaschinen, zur Qualitätskontrolle, zum Auffinden von Rohrbrüchen, Ventilstörungen, Verstopfungen in Leitungen usw. geeignet ist. Ein Gerät in handlicher und leicht tragbarer Ausführung liefert *Bonochord Ltd., London*, unter der Typenbezeichnung „Auditec“. Das empfindliche Mikrofon ist in dem metallischen Sondenriff eingebaut und gegen mechanische Beschädigung und Feuchtigkeit geschützt. Der dreistufige Verstärker mit kombinierter Heiz- und Anodenbatterie in einem festen Gehäuse mit Schulterriemen erreicht mit der eingebauten Batterie rund 300 Betriebsstunden. Wegen des weiten Frequenzbereiches ist es möglich, das Gerät für die Untersuchung aller Geräusche zu verwenden.

Super-Kardioid-Mikrofon „MD 403“



Für Aufnahmen in akustisch ungünstigen Räumen sind Mikrofone mit Richtcharakteristik notwendig, um den die Aufnahme störenden Raumhall und Störschall zu unterdrücken. Für den Heimgebrauch stand der Verwendung dieser Mikrofone der hohe Preis entgegen. *Labor W, Feingerätebau, Dr.-Ing. Sennheiser*, stellt jetzt mit dem Super-Kardioid-Mikrofon „MD 403“ ein neues, preisgünstiges Mikrofon vor, dessen Frequenzbereich von $50 \dots 12000\ \text{Hz} \pm 3\ \text{dB}$ linear ist. Als Richtcharakteristik hat dieses Mikrofon eine Super-Kardioid, deren Auslöschung bei 135° über den gesamten Frequenzbereich $> 12\ \text{dB}$ ist. Der Innenwiderstand ist $200\ \Omega$; daneben wird der Typ „MD 403 H“ mit eingebautem Übertrager ($R_i = 45\ \text{k}\Omega$) geliefert. Die Empfindlichkeit (Feld-Leerlauf-Übertragungsfaktor bei $1000\ \text{Hz}$) des „MD 403“ ist etwa $0,15\ \text{mV}/\mu\text{bar}$, die des „MD 403 H“ etwa $2,2\ \text{mV}/\mu\text{bar}$.

Präzisions-Rechteckhohlleiter für die Zentimeterwellentechnik

Die einwandfreie Übertragung von Zentimeterwellen erfordert Rechteckhohlleiter, bei denen die Innenmaße mit äußerst engen Toleranzen eingehalten werden müssen und deren Oberfläche außerordentlich glatt ist. Der *Hackethal Draht- und Kabel-Werke AG* gelang es, durch besondere Formgebung der Werkzeuge und durch außerordentlich sorgfältige Fertigung saubere und maßhaltige Rechteckrohre herzustellen, die allen Anforderungen der Hohlleitertechnik genügen.



Auskunft:

Internationale Bauausstellung Berlin GmbH
Berlin-Charlottenburg 9,
Heerstraße 18-20

Katalogpreis 5,- DM

Interbau Berlin 1957

6. Juli – 29. September

Wechsel im Präsidium des Deutschen Normenausschusses (DNA)

Auf der 10. ordentlichen Sitzung des Präsidiums des DNA am 17. Mai 1957 in Berlin wurde Dr.-Ing. W. Deisinger, Vorstandsmitglied der *Vacuumschmelze AG*, Hanau, und Vorsitzender des Fachnormenausschusses „Nichteisenmetalle“, als Nachfolger des turnusgemäß ausscheidenden bisherigen Präsidenten des DNA, Professor Dr.-Ing. E. h. A. Rachel, Vorstandsmitglied i. R. der *AEG*, Berlin, zum neuen Präsidenten des Deutschen Normenausschusses gewählt. Zum 1. Vizepräsidenten des DNA wurde Dr.-Ing. H. Schrade, Werkdirektor des *VEB Carl Zeiss*, Jena, als Nachfolger für den ebenfalls turnusgemäß ausscheidenden bisherigen 1. Vizepräsidenten, Professor Dr. H. H. Franck, Präsident der Kammer der Technik und Leiter des Instituts für Silikatforschung, Berlin, gewählt. Oberbaurat a. D. Dipl.-Ing. F. Schmidt, stellvertretendes Vorstandsmitglied der *Daimler-Benz AG*, Stuttgart-Untertürkheim, bleibt als 2. Vizepräsident des DNA im Amt. Zum geschäftsführenden Mitglied des Präsidiums wurde der Direktor des DNA, Professor Dr.-Ing. habil. A. Zinzen, ernannt.

Verleihung des DIN-Ehrenringes

Das Präsidium des Deutschen Normenausschusses faßte den Beschluß, die höchste Auszeichnung des DNA, den DIN-Ehrenring, an Professor Dipl.-Ing. G. Jobst, em. Ordinarius für Städtebau und Siedlungswesen an der Technischen Universität Berlin, an Ministerialrat und Oberbaudirektor i. R. Dr.-Ing. E. h. E. Lohmeyer, Vorsitzender der Deutschen Gesellschaft für Erd- und Grundbau e. V., Hamburg, sowie an Dr. phil. Dr.-Ing. E. h. A. R. Meyer, Vorsitzender der Geschäftsführung der *Oswald GmbH*, München, zu verleihen.

Klassifikationsausschuß der Elektrotechnik

Unter dem Vorsitz von Oberposttrat Dr. F. Mönch fand am 22. und 23. Mai 1957 in Berlin eine Sitzung des Klassifikationsausschusses der Elektrotechnik statt. Der Verlauf der Sitzung ließ das ständig wachsende Interesse von Behörden und Industrie an der systematisch durchgeführten Dokumentation mit Hilfe der Dezimalklassifikation erkennen. Zweck der Sitzung war insbesondere die Vorbereitung einer Anzahl deutscher Ergänzungsvorschläge sowie die Vorbereitung von Ergänzungen und Berichtigungen zu der „Fachausgabe Elektrotechnik“ der DK. Vornehmlich zur Ausarbeitung einer deutschen Stellungnahme und von Gegenvorschlägen zu einer Anzahl in letzter Zeit eingegangener Vorschläge anderer Länder wurden Unteranschlüsse u. a. für die Gebiete: 621.3.01...621.3.095 „Besondere Anhängszahlen“, 621.37 „Elektrische Schwingungstechnik“, 621.38 „Elektronik“, 621.39 „Elektrische Nachrichtentechnik“ geschaffen.

Europäisches Großrechenzentrum für Wissenschaft und Technik

Ein elektronisches Großrechenzentrum für wissenschaftliche und technische Zwecke wurde am 16. Mai 1957 von der *IBM* in Paris eröffnet. Das Kernstück dieses wissenschaftlichen Recheninstituts ist eine elektronische Großrechenanlage vom Typ „*IBM 704*“, der schnellsten in Europa vorhandenen elektronischen Rechenmaschine. Wie der Generaldirektor der französischen *IBM* auf einem Empfang bekanntgab, werden die Dienstleistungen der „*IBM 704*“ und des Recheninstituts im Rahmen einer Stiftung der *IBM* der wissenschaftlichen Forschung in Frankreich und in ganz Europa bis zu einem Gesamtbetrag von 100 Millionen Francs kostenlos zur Verfügung gestellt werden.

Die Anlage besteht aus einem System von 23 untereinander verbundenen Aggregaten und enthält 7500 Röhren, 30000 Germaniumdioden sowie 300000 Magnetkerne. Sie liest in der Sekunde 90000 Ziffern und führt in der gleichen Zeit 41666 arithmetische Operationen durch. Der Speicher nimmt 200 Millionen Binärzahlen auf. Die End- oder Zwischenergebnisse können in der Rechenanlage gespeichert, gedruckt oder auf einem Bildschirm in Kurvenform sichtbar gemacht werden. Die Anlage schreibt die Ergebnisse mit einer Geschwindigkeit von 90000 Ziffern/s auf Magnetbänder.

Ein Beispiel möge die Leistungsfähigkeit zeigen: Zur Berechnung der Flugbahnen ferngelenkter Geschosse wären normalerweise vier Seiten algebraische Gleichungen für jeden einzelnen Punkt der Flugbahn zu lösen. Die vollständige Berechnung für jeden Flug würde 1250 Arbeitsstunden erfordern. Die „*IBM 704*“ benötigt für die Berechnung nur 25 Sekunden.

Erhöhte Garantiezeit für Valvo-Stabilisatorröhren

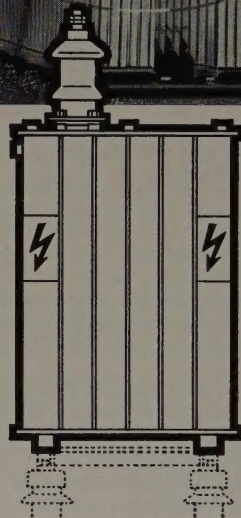
Die außerordentlich günstigen Erfahrungen mit der Lebensdauer ihrer Stabilisatorröhren ermöglichten es der *Valvo GmbH*, die Garantiezeit für diese Röhrengruppe ab sofort von 6 auf 12 Monate zu erweitern. Während

BOSCH MP-Phasenschieber- Kondensatoren

für Mittelspannung



KO 457



BOSCH MP-Mittelspannungs-Phasenschieber-Kondensatoren zur Einzelkompensation von Hochspannungs-Motoren, zum Aufbau von Phasenschieber-Batterien in Mittelspannungsanlagen und Saugkreisanlagen.

Ausführung: BOSCH MP-Mittelspannungs-Phasenschieber bestehen aus runden MP-Einzelwickeln in ölgefülltem, vakuumdicht verschweißtem Stahlgehäuse. Sie sind kältefest bis etwa -45°C und gegen Schäden bei zu hoher thermischer Überlastung mit einer allpoligen Abschaltvorrichtung (WS) geschützt. BOSCH MP-Mittelspannungs-Phasenschieber vertragen Stromstöße bis zum Hundertfachen des Nennstroms. Kurzzeitige Überspannung schadet ihnen nicht. Im Falle eines Durchschlages erfolgt Selbstheilung ohne Betriebsunterbrechung.

Bauformen: Sämtliche Typen in Freiluft- oder Innenraumausführung lieferbar.

Bauform	Nennspannung kV	Gehäuse	Leistung kVar
3phasig	3—5—6—10	zu erden	50
1phasig	2,9—5,8	zu erden	50
1phasig	2,9—5,8—8,7	spannungsführend	50

Auf Wunsch stehen Ihnen unsere ausführlichen technischen Druckschriften über BOSCH MP-Mittelspannungs-Phasenschieber zur Verfügung.



ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART
Postfach 50



dieser 12 Monate, gerechnet vom Tage der Auslieferung an den Endverbraucher, garantiert *Valvo* ohne Rücksicht auf die tatsächliche Brennstundenzahl Freiheit von Konstruktions- oder Verarbeitungsfehlern.

Voigt & Haeffner AG übernimmt Mehrheit Norma

Die *Voigt & Haeffner AG*, Frankfurt a. M., hat die Mehrheit der ihr bereits früher gehörenden *Norma*, Fabrik elektrischer Meßgeräte, in Wien erworben, so daß jetzt auch eine eigene Meßgeräte-Fertigung zur Verfügung steht.

Veränderungen bei Continental-Rundfunk GmbH

Die *Deutsche Continental-Gas-Gesellschaft* hat die Mehrheitsbeteiligung an der *Continental-Rundfunk GmbH*, Osterode, abgegeben. Die Geschäftsanteile gingen an eine unter Führung des Kaufmanns Loos, Wiesbaden, stehende deutsch-amerikanische Gruppe über. Die Geschäfte sollen unverändert weitergeführt werden.

Deutsche Vertretung der Elesta AG, Bad Ragaz

Ab 1. April 1957 hat die Firma *Ernst Günther Hannemann*, Industrievertretungen, Frankfurt a. M., Gutleutstraße 11, Fernruf 3 15 94, die Alleinvertretung der *Elesta*-Kaltkathodenröhren übernommen.

Anstieg der Produktion von 110°-Bildröhren

Fernseh-Bildröhren mit 110° Ablenkwinkel werden in den USA bereits hergestellt, und mindestens zwei Fabrikanten bemühen sich, die Produktion schnell auszuweiten. Die *RCA-Fabrik* in Indiana hat bereits eine Tagesproduktion von über 1000 Stück 53-cm-Schwarz-Weiß-Bildröhren erreicht. Man hofft, die Produktion bis Mitte des Jahres auf 3300 Stück je Tag erhöhen zu können. Dieselbe Firma stellt daneben 43-cm-Bildröhren mit 110°-Ablenkung her und hofft, Mitte des Jahres auch die Fertigung von 61-cm-Bildröhren mit 110°-Ablenkung aufnehmen zu können.

Auch *Sylvania* hofft, neben der laufenden Fertigung von 110°-Bildröhren bis zu 53 cm Schirmdiagonale die Produktion von 61-cm-Bildröhren bald aufnehmen zu können. Die gegenwärtige Tagesproduktion an 43-cm-Bildröhren liegt bei etwa 1000 Stück.

Bei fast allen anderen Bildröhrenherstellern laufen ebenfalls Vorbereitungen für die Aufnahme der Produktion von 110°-Bildröhren. Man nimmt an, daß gegen Mitte des Jahres alle größeren Gerätehersteller dazu übergehen, ihre Geräte vorzugsweise mit diesen neuen Bildröhren zu bestücken.

3 Millionen Dollar Umsatz an Ignitronröhren

Der Umsatz an Ignitronröhren belief sich in den USA im Jahre 1956 wertmäßig auf rund 3 Millionen \$. Abgeschmolzene Ignitrons kosten etwa 75–500 \$, an der Pumpe zu betreibende Ignitrons 1000–9000 \$ je Stück. Hauptabnehmer sind die elektrochemische Industrie für die Herstellung von Aluminium, Magnesium und Chlor, Stahlwalzwerke und der Bergbau.

Kondensatoren-Produktion in USA

Das Jahr 1956 war mit einem Verkaufswert an Kondensatoren von 255 Millionen \$ ein Rekordjahr und liegt damit um 13 1/3 % höher als der Umsatz im Vorjahr. Wertmäßig machen Papierkondensatoren 43 % aus, ihnen folgen Elektrolytkondensatoren mit 25 % und keramische Kondensatoren mit 17 %.

Herstellerliste

Eine Neuauflage der Herstellerliste (elektrische Geräte aller Art) gab *McGraw-Hill*, New York, unter dem Titel „The Classified Directory of Appliance, Radio and Television Manufacturers“ heraus.

Mangel an Transistoren-Spezialisten

Eingehende Untersuchungen in den USA haben gezeigt, daß kleinere Firmen vielfach von den Vorteilen der Transistoren deshalb keinen Gebrauch machen können, weil es an Ingenieuren fehlt, die in der Lage sind, Geräte mit Transistorschaltungen zu entwickeln. Man ist deshalb bemüht, diesen kleinen Betrieben die notwendige technische Unterstützung zu geben, um den Umsatz an Transistoren zu steigern. Nachstehend einige typische Antworten einer Umfrage. Ein Hersteller von Servosteuerungen sagte: „Wir würden sofort Transistoren einbauen, wenn wir Ingenieure hätten, die in der Lage sind, geeignete Anlagen zu konstruieren“ und ein Hersteller von Digitalrechnern: „Wir verwenden keine Transistoren, weil wir keine Applikationsingenieure haben, um neue Anwendungsmöglichkeiten für Transistoren zu entwickeln.“ Ähnliche Kommentare gaben Hersteller von Verstärkern, Registriergeräten, Oszillografen, elektronischen Zeitgeräten, Spannungsmessern und Stromreglern.

NEUE BÜCHER

Einführung in die Technik selbsttätiger Regelungen

Von W. zur Megede. Sammlung Götschen Bd. 714/714a. Berlin 1956, Walter de Gruyter & Co. 176 S. m. 86 B. Preis geh. 4,80 DM.

Dem gewählten Titel entsprechend behandelt der Verfasser an Hand einfachster Beispiele die wesentlichsten Grundbegriffe der Regelungstechnik, um den Leser in dieses heute so aktuell gewordene Gebiet einzuführen. Da mechanische Beispiele oft den Vorteil der besseren Übersichtlichkeit haben, bevorzugt der Verfasser geschickt ausgewählte Regelungsaufgaben aus diesem Gebiet, um P-, I- und PI-Regler sowie den D-Einfluß zu erklären; er berücksichtigt daneben aber auch elektrische Anordnungen. Es werden die grundlegenden Zusammenhänge selbsttätiger Regelungen unter anderem in den Kapiteln „Rückführung“, „Stetige Regler“, „Unstetige Regler“ behandelt und Betrachtungen über Untersuchungen mit Hilfe von Frequenzgängen und über den optimalen Ablauf des Regelungsvorganges angestellt. Rdt.

Introduction to Distributed Amplification

Von H. Stockman. 2 Aufl., Waltham (Mass.) 1956, SER Co. X, 216 S. m. 35 B. Preis brosch. 2,90 \$

Das vorliegende Buch behandelt, wie der Verfasser im Vorwort sagt, diejenige Art von Verstärkung, bei der zahlreiche aktive Elemente in einem Netzwerk durch passive Elemente getrennt sind. Nach diesem Prinzip lassen sich Verstärker bis zu einer oberen Grenzfrequenz von einigen hundert MHz bauen. Schaltungen mit Pentoden und Phasenumkehrstufen werden diskutiert und Methoden zur Vorausberechnung der oberen Grenzfrequenz angegeben. Die eingehende Darstellung der Elemente derartiger Verstärker und Rechenbeispiele für einige typische Ausführungen nebst den zugehörigen Meßmethoden runden das Werk ebenso ab wie die sehr ausführlichen Schrifttumangaben. Das Buch gibt damit eine gute zusammenfassende Darstellung dieses für die Zukunft besonders wichtigen Gebietes der Verstärkertechnik. RÖ.

Tafeln der Exponential-, Hyperbel- und Kreisfunktionen

Herausgegeben von U. Meyer und A. Deckert. Füssen (Bay.) 1956, C. F. Winter'sche Verlagshandlung. 84 S. Preis Ganzl. geb. 7,80 DM.

Das Tabellenwerk von Meyer und Deckert bringt in der neuen Auflage eine einleitende Betrachtung über hyperbolische Funktionen. Die sonst bei Logarithmentafeln übliche raumsparende Anordnung ermöglichte es auch hier, auf geringem Raum ein Maximum an Tafeln unterzubringen, so daß der Leser sich dieses besonders handlichen Werkes bedienen wird. Druck und Anordnung sind klar und übersichtlich, jedoch hätte man es bei einer 1956 erschienenen neuen Auflage gern gesehen, wenn man sich der Schreibweise für mathematische Zeichen nach DIN 1302 (Ausgabe November 1954) bedient hätte. Da die neue Auflage aber ein fotomechanischer Nachdruck der 1925 erschienenen ersten Auflage ist, hat man mit Rücksicht auf dieses Druckverfahren offenbar von einer Angleichung Abstand genommen. —th

Übersicht über die theoretische Elektrotechnik

Teil II: Ausgewählte Kapitel und Aufgaben

Von A. von Weiss und H. Kleinwächter. Füssen (Bay.) 1956, C. F. Winter'sche Verlagshandlung. X, 376 S. m. 226 B. Preis kart. 27,60 DM, in Ganzl. geb. 31,30 DM.

Der jetzt vorliegende Teil II hat die gleiche Kapiteileinteilung wie der bereits besprochene Teil I¹⁾ und erleichtert dadurch die gleichzeitige Benützung beider Teilbände erheblich. Das Buch wendet sich in erster Linie an die Studierenden der Technischen Hochschulen nach dem Vorexamen und zeigt mit 206 durchgerechneten Aufgaben und Beispielen einige Wege zur Lösung praktischer Aufgaben, die gleichzeitig als Hinweis auf die technische Bedeutung der Grundgesetze der Elektrotechnik dienen. Eingefügte „Ausgewählte Kapitel“ sind zur Vertiefung des Gelernten sowie zur Anregung gedacht und können außerdem, soweit es sich um Fragen der Grundlagen handelt, als Brücke zum Verständnis des Fachschrifttums dienen. RÖ.

¹⁾ Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 84

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden